

Ein Beitrag zu

Analog/Digital-Umsetzern für digitale Hochfrequenzempfänger und ihrer technischen Realisierbarkeit

Von Manfred Zimmer

aus Frankfurt/Main

Bochum 1983

Dissertation zur
Erlangung des Grades eines
Doktor-Ingenieurs der
Abteilung für Elektrotechnik
an der Ruhr – Universität Bochum

1984



Dissertation eingereicht am: 12. Oktober 1983

Tag der mündlichen Prüfung : 02. Februar 1984

Referent : Prof. Dr. J. W. Klein

Korreferent : Prof. Dr. Dr. B. G. Bosch

INHALTSVERZEICHNIS

Verwendete Abkürzungen, Formelzeichen und Symbole

1	EINLEITUNG	1
2	FORDERUNGEN AN DIE A/D-UMSETZER DER DIGITALEN EMPFÄNGER	4
2.1	Abtastung und Vorfilterung	6
2.1.1	Ideale Abtastung mit idealer Abtasthaltekreisfunktion	10
2.1.2	Näherungsweise reale Abtastung mit Abtasthaltekreisen	14
2.1.3	Filterung bei Tiefpaß- und Bandpaßabtastung	22
2.1	Amplitudenquantisierung und dynamischer Bereich	25
2.2.1	Ideale Amplitudenquantisierung	27
2.2.2	Reale aber noch rauschfreie Amplitudenquantisierung	30
2.3	Aussteuerung durch Rauschen und reale Antennensignale	33
2.3.1	Dynamischer Bereich unter Berücksichtigung der Signal- statistik	35
2.3.2	Dynamischer Bereich unter Berücksichtigung der Signal- begrenzung durch die Quantisierung	39
2.4	Folgerungen für die A/D-Umsetzungsverfahren	42
3	GEEIGNETE A/D-UMSETZUNGSVERFAHREN	43
3.1	A/D-Umsetzer mit Abtasthaltekreisen	44
3.1.1	Rekursive Verfahren	46
3.1.2	Spezielle nichtrekursive Verfahren	50
3.2	A/D-Umsetzer vorzugsweise ohne Abtasthaltekreise	53
3.2.1	Parallele Verfahren	53
3.2.2	Synchrone Kaskaden	55
3.3	A/D-Umsetzer mit speziellen Nichtlinearverstärkern	59
3.3.1	Allgemeine Betrachtung	59
3.3.2	Gray-Code-Faltungsverfahren	62
3.4	Realisierungsvorschlag für einen 30 MHz/14 Bit- A/D-Umsetzer nach dem Kaskadenverfahren	67

4	STAND DER TECHNIK	71
4.1	Monolithische A/D-Umsetzer für die schnelle Signalverarbeitung	72
4.2	Diskrete und hybride A/D-Umsetzer für die schnelle Signalverarbeitung	76
4.3	Entwicklungstendenzen bei schnellen A/D-Umsetzern	78
4.4	Folgerungen für die ADU-Systeme des digitalen Empfängers	79
5	MÖGLICHKEITEN FÜR NOTWENDIGE TECHNISCHE SYSTEM-VERBESSERUNGEN	81
5.1	Spezielle Verfahren zur Steigerung der dynamischen Auflösung	82
5.1.1	Rekursive Verfahren vorzugsweise mit Abtastratenreduktion	84
5.1.2	Nichtrekursive Verfahren mit Abtastratenreduktion	89
5.2	Spezielle Verfahren zur adaptiven, unterbrechungsfreien Korrektur	96
5.2.1	Systematische Linearisierung durch Referenzwerte	99
5.2.2	Stochastische Linearisierung mit Pseudo-Zufalls-Binärwortfolgen	102
5.3	Folgerungen für die kritischen ADU-Komponenten des digitalen Empfängers	105
6	ARBEITEN ZUR VERBESSERUNG DER EIGENSCHAFTEN KRITISCHER SYSTEMKOMPONENTEN	108
6.1	Spezielle Breitbandverstärker	108
6.1.1	Ein GaAs-FET-Operationsverstärker	112
6.1.2	Ein komparatorgesteuerter Falt-Operationsverstärker	117
6.2	Spezielle Schalter und Abtasthaltekreise	123
6.2.1	Ein Schottky-Diodenschalter mit Treiberstufe	125
6.2.2	Ein 100 MHz-Abtasthaltekreis mit mitlaufender Brückenschaltspannung	127
6.3	Spezielle D/A-Umsetzer zur Rückumsetzung	130
6.3.1	Allgemeine Betrachtung	130
6.3.2	Ein Linear-D/A-Umsetzer mit Differenzstromschaltern	132

7	MESSVERFAHREN ANGEWANDT AUF DEN 75 MHz/ 8 Bit-A/D-UMSETZER TDC1025E1C	135
7.1	Rechnergestützte Meßverfahren	138
7.1.1	Datenstatistik zur Bestimmung der Quantisierungskennlinie	143
7.1.2	Datenstatistik zur Bestimmung des Codeworttauschs	148
7.1.3	Ermittlung des Apertur-Jitters	151
7.2	Meßergebnisse	154
7.2.1	Datenstatistik	155
7.2.2	Apertur-Jitter	168
7.3	Diskussion der Meßergebnisse	170
8	ZUSAMMENFASSUNG	173
9	LITERATURNACHWEIS	176

ANHANG

A1	Tschebyschff'sche Polynome /43/ für einen n-stufigen Polynomgenerator /42/ zur A/D-Umsetzung im Gray-Code	185
A2	Überabtastungsfaktor K auf der Basis einer 3 Bit-A/D-Umsetzung zur Gewinnung einer dynamischen Auflösung von 12 Bit bzw. 13 Bit für "Predictive Coders" nach /54/	188
A3	Ermittlung der Klirrausleistungsdichtespektren $P_{er}(f)$ und $P_{es}(f)$ aus der Differenzbildung des Quantisierungsrauschsignals $r_s(n)$	188



Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41546407_0009

A4	Auflösungsgewinne G_q und G_{qs} des nichtrekursiven, extrapolativen ADU-Systems nach Kapitel 5.1.2 als Funktion des Überabtastungsfaktors K	190
A5	Stromlaufplan und einige vorläufige Meßergebnisse für den hybriden GaAs-FET-Operationsverstärker KS1048	191
A6	Stromlaufpläne des hybriden Schottky-Dioden-Brückenwechselschalters KS1047 und des 100 MHz-Abtasthaltekreises mit mitlaufender Brückenschaltspannung	195
A7	Ermittlung der diskreten Wahrscheinlichkeitsamplitudenverteilung $p_s(z)$ eines sinusförmigen Testsignales zur Normierung der Datenhäufigkeitsverteilungen $h_s^*(z)$ nach Gleichung (7-15)	195
A8	Das BASIC-Auswerte- und Plotterprogramm "PLOSTA" zur Datenstatistik nach Kapitel 7.2.1	199
A9	Das BASIC-Auswerteprogramm "TAPADU" zur Varianzberechnung des Apertur-Jitters nach Kapitel 7.2.2	205
A10	Das BASIC-Programm "FFTN" zur Berechnung der Klirrrausch-Leistungsdichtespektren mittels einer 2^N -Punkte-Schnelle-Fouriertransformation nach Kapitel 7.1	209

Verwendete Abkürzungen, Formelzeichen und Symbole

ADU	Analog/Digital-Umsetzer
HF-ADU	Hochfrequenz-Analog/Digital-Umsetzer
Ref.-ADU	Referenz-Analog/Digital-Umsetzer
AHK	Abtasthaltekreis
DAU	Digital/Analog-Umsetzer
Ref.-DAU	Referenz-Digital/Analog-Umsetzer
BASIC	Programmiersprache BASIC
DE	Digitaler Empfänger
DFT	Diskrete Fouriertransformation
FFT	Schnelle Fouriertransformation
GaAs-	Gallium-Arsenid-
IP ₃	Interception Point der 3. Harmonischen
LSB	Least Significant Bit (Niedrigstwertiges Bit)
MSB	Most Significant Bit (Höchstwertiges Bit)
μ P	Mikroprozessor
SIF	Speicher-Interface
STAI I	Statistik-Interface II
$*$	linearer Faltungsoperator
int	ganzzahliger Rundungsoperator
A	Aussteuerbereich (Spitzen-Spitzenwert)
B	Bandbreite
B ₀	Basisband, Bandbreitenverstärkungsprodukt
B _E	Eingangsbandbreite analoger Empfänger
C	Kapazität
C _H	Abtasthaltekreis-Kondensator-Kapazität
D	dynamischer Bereich, Signalstörabstand
D _E	dynamischer Bereich analoger Empfänger
D _{opt}	optimaler dynamischer Bereich
D _Q	Signalstörabstand der realen Quantisierung
D _q	Signalstörabstand der idealen Quantisierung
F	Rauschzahl analoger Empfänger
G	Processing Gain (dynam. Bereichsgewinn)
G _q	Dynamischer Bereichsgewinn durch Quantisierung
G(p)	Übertragungsfunktion des Verstärkers
G _A (p)	Allpaß-Übertragungsfunktion

$ G_B(\omega) $	Amplitudengang der Betriebsübertragung
$G_K(p)$	Übertragungsfunktion des Rückkoppelnetzwerkes
$G_L(p)$	laufzeitbedingte Übertragungsfunktion
$G_O(p)$	einpolige Übertragungsfunktion
$H(f)$	allgemeine Übertragungsfunktion
$H_O(f)$	Spektralfunktion von $h_0(t)$
$H_e(z)$	extrapolative Übertragungsfunktion in z
$H_i(z)$	interpolative Übertragungsfunktion in z
I_A	Ausgangsstrom
I_B	Brückenstrom
I_E	Eingangsstrom
I_S	Schaltstrom
K	Koppelfaktor, Überabtastungsfaktor, Aussteuerungs- faktor
K_S	Überabtastungsschwelle
M	Anzahl einer Zahlenfolge
N	ADU-Wortlänge, Filtergrad
P	Leistung
P_R	Rauschleistung
P_S	Signalleistung
P_Q	Gesamtquantisierungsrauschleistung
P_q	ideale Quantisierungsrauschleistung
$Q_H(z)$	Quantisierungsfunktion des HF-ADUs in z
$Q_R(z)$	Quantisierungsfunktion des Ref.-ADUs in z
R	Widerstand
R_D	Diodendurchlaßwiderstand
R_E	Eingangswiderstand
R_K	Rückkoppelwiderstand
S_r	maximale Nachläufgeschwindigkeit (Slew-Rate)
T	Abtastintervall, Periodendauer von f_A
T_A	Aperturzeit
T_E	Eingangstakt
T_{um}	Umsetzungsdauer
$T_n(x)$	n -tes Tschebyscheff'sches Polynom in x
U_A	Ausgangsspannung
U_E	Eingangsspannung
U_F	Diodenflußspannung
$\bar{U}_n$	Überlappungsbereich
V_B	statische Betriebsverstärkung

V_k	Verstärkung der Stufe k
V_0	statische Leerlaufverstärkung
W_C	Cosinusquadrat-Fensterfunktion
W_H	Blackman-Harris-Fensterfunktion
W_R	Rechteckfensterfunktion
$X(f)$	Spektralfunktion von $x(t)$
$Y(f)$	Spektralfunktion von $y(t)$
z_B	Datenblock der Datenfolge z_k bzw. z_n

α	Koeffizient, Verhältnisfaktor
b	Zahlenbasis einer mehrstelligen Zahl z
d	Zahl z im Dualcode
$\delta(t)$	Stoßfunktion (Diracstoß)
$\delta_T(t)$	Folge von äquidistanten Diracstößen
$\delta_F(f)$	Spektrum der Diracstoßfolge $\delta_T(t)$
e	Euler'sche Konstante
f_A	Abtastfrequenz
f_d	Durchlaßbandfrequenz
f_s	Sperrbandfrequenz
$g(z)$	integrale Linearität (Abweichung der Kennlinie)
$h(z)$	differentielle Linearität (Abweichung der Kennliniensteigung)
$h(t)$	Impulsfunktion
$h_0(t)$	Rechteckfunktion
$h_1(t)$	Rampenfunktion
$h_2(t)$	Sinus x/x-Funktion
k	Boltzmann Konstante
$m(z)$	gemessene Datenauftrittshäufigkeit
p	komplexe Kreisfrequenz, Gesamtzahl aller Datenproben
$p(z)$	diskrete Datenwahrscheinlichkeit
$\varphi_B(\omega)$	Phasengang der Betriebsübertragung
φ_L	Phasendrehung durch Laufzeit
q	Auflösung der A/D-Umsetzung
r	Quantisierungsrest (Quantisierungsfehler)
σ	Übertragungsgenauigkeit (Linearitätsgrenze)
σ^2	Standardabweichung (Effektivwert)
$\sigma^2(x)$	Varianz von x
t_{ap}	Apertur-Zeitjitter
t_{aq}	Signalerfassungszeit (Acquisition Time)

t_e	Einschwingzeit
τ	allgemeine Signalverzögerungszeit
τ_A	Zeitkonstante des Allpaß-Anteiles
τ_B	Zeitkonstante des Betriebsübertragungspols
τ_L	Signallaufzeit des Verstärkers
ω	Kreisfrequenz
$x(t)$	Eingangssignal des ADUs
$x_A(t)$	Antennensignal
$x_E(t)$	Eingangssignal des AHKs
$\hat{x}$	Aussteuerungsamplitude von $x(t)$
$/ \Delta x /_{\max}$	Großsignal-Aussteuerungsbereich
$/ \Delta x /_{\min}$	Kleinsignal-Aussteuerungsbereich
$/ \Delta x_{AD} /_{\max}$	ADU-Aussteuerungsbereich
$x(n), x_n$	Folge von analogen Abtastwerten
$y(n), y_n$	Folge von zeitdiskreten Amplitudenwerten
z	ADU-Codewort, Variable der Z-Transformierten
$z(n), z_n$	Folge von digitalen Abtastwerten (Codeworten)

EINLEITUNG

Weit über das Gebiet der langsamen Datenraten hinaus erstreckend, hält die Computer- und Mikroprozessortechnik unaufhaltsam Einzug. Heute ist eine digitale Echtzeitverarbeitung von Breitband-Hochfrequenzsignalen mit entsprechenden Prozessoren nicht nur möglich, sondern in vielen Fällen auch vorteilhaft. Durch die stürmische Entwicklung vor allem auf dem Gebiet der integrierten digitalen Schaltkreise wird dieser Trend, der eines Tages zur vollständigen Digitalisierung der bisherigen analogen Signalverarbeitung bis in den GHz-Bereich führen wird, unterstützt.

Ein wesentlicher Bestandteil in allen hochfrequenztechnischen Geräten und Systemen ist der Empfänger. Der analoge Empfänger verstärkt, filtert und demoduliert HF-Signale. Bei den häufigsten Empfängertypen (Rundfunk, Sprechfunk, Tastfunk, Datenfunk, Bildfunk) erstreckt sich der Empfangsbereich von einigen 100 kHz bis zu einigen 100 MHz. Da Computer bisher nur Signalbandbreiten von einigen kHz in Echtzeit verarbeiten können, erschien eine vollständige Digitalisierung von HF-Empfängern bisher nicht möglich. Aufgrund des technologischen Fortschrittes ist es jedoch nur noch eine Frage der Zeit, bis digitale Empfänger nach Bild 1 für den Kurzwellenbereich (1,5 MHz - 30 MHz) und möglicherweise auch für Frequenzbereiche darüber, die bisherigen rein analogen Empfänger ersetzen können.

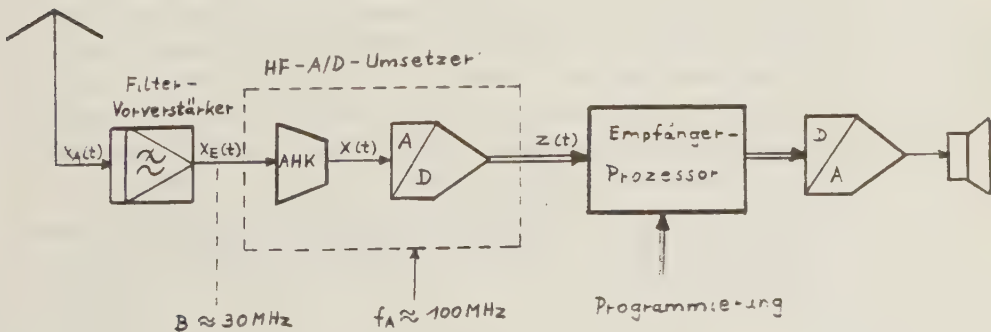


Bild 1 Digitaler Hochfrequenzempfänger

Das Entwicklungsziel bei digitalen Empfängern ist im wesentlichen, den großen dynamischen Bereich (bis zu 140 dB über dem Grundrauschen des Empfangskanals) und die damit verbundene hohe Empfängerempfindlichkeit (wenige μVeff) der bisherigen analogen Empfänger mit den Vorteilen der Digitaltechnik zu vereinen. Einen wesentlichen Vorteil einer digitalen Lösung für die Funkempfänger stellt, außer der weitgehenden Unabhängigkeit ihrer Bauteiltoleranzen von Temperatur und Alterung, ihre monolithische Integrierbarkeit und die einfache Möglichkeit einer fast beliebigen Programmierung dar. Damit kann der gleiche Schaltkreis für eine Vielzahl von Einsatzfällen Verwendung finden, wodurch erst seine kommerzielle Anwendung in großem Umfang ermöglicht wird.

Nach Bild 1 gliedert sich der digitale Hochfrequenzempfänger grundsätzlich in zwei Baugruppen, nämlich den Analog/Digital-Umsetzer und den digitalen Empfänger-Prozessor. Der A/D-Umsetzer, der die Abtastung und Amplitudenquantisierung von $x_E(t)$ des vorgefilterten und vorverstärkten Antennensignales $x_A(t)$ vornimmt, stellt die Datenquelle für den nachfolgenden digitalen Empfänger-Prozessor dar. Der Prozessor übernimmt hierbei die eigentliche digitale Signalverarbeitung, d.h. Mischung, Filterung und Demodulation des quantisierten Antennensignales $z(t)$. Zur niederfrequenten Informationsausgabe ist dann in der Regel nur ein völlig unkritischer D/A-Umsetzer am Ausgang nötig.

Nicht nur beim digitalen Empfänger, Bild 1, sondern bei jeder digitalen Signalerfassung und Verarbeitung von analogen Signalen treten drei wesentliche Effekte [1] auf, die die Verarbeitungsgenauigkeit und Geschwindigkeit begrenzen.

1. Die Signalerfassung wird zu festen Zeitpunkten vorgenommen (Zeitquantisierung und Abtastung).
2. Die Signale werden durch eine endliche Anzahl von diskreten Amplitudenstufen dargestellt (Amplitudenquantisierung und Codierung).

3. Im digitalen Prozessorteil können die notwendigen Rechenoperationen nur mit einer endlichen Genauigkeit ausgeführt werden (Begrenzte Stellenzahl, Rundungs- und Abbruchfehler).

Da die endliche Rechengenauigkeit und Geschwindigkeit des Prozessors durch entsprechende technische Aufwandserhöhung bereits heute erheblich gesteigert werden kann (Begrenzung meist durch die Verlustleistung!), dies aber keineswegs auch für den A/D-Umsetzer gilt, stellt dieser den eigentlichen technologischen Engpaß dar.

Aus diesem Grund befaßt sich diese Arbeit nur mit der Problematik der A/D-Umsetzung innerhalb des Konzepts des fast vollständig digitalen Hochfrequenzempfängers. Dabei werden die vor allem technologisch bedingten engen Grenzen, die heute noch solchen A/D-Umsetzern gesetzt sind, sowohl auf der Systemebene als auch auf der Komponentenebene, untersucht. Daraus ergeben sich einige neue Methoden zur Steigerung der dynamischen und/oder statischen Auflösung von vorhandenen A/D-Umsetzern geringerer Genauigkeit, sowie neuartige, adaptive und unterbrechungsfreie Korrekturverfahren.

Ebenfalls werden in dieser Arbeit weitere Beiträge geleistet und darauf hingewiesen, daß es erst mittels solcher Korrekturverfahren in den nächsten Jahren bei den digitalen Empfängern des KW-Bereiches möglich sein sollte, die erforderlichen A/D-Umsetzer mit bis zu 16 bit Wortlänge und mit einer Abtastfrequenz f_A bis zu 100 MHz zu realisieren. Kritische ADU-Komponenten sind dafür spezielle lineare und nichtlineare Verstärker (Differenzverstärker, Komparatoren), Analogschalter, Abtasthaltekreise und spezielle D/A-Umsetzer. Ihre bisherigen Realisierungen sind bezüglich einiger Übertragungseigenschaften noch unzureichend für die ADUs der digitalen Empfänger. Deshalb befaßt sich diese Arbeit nicht zuletzt mit diesen Komponenten und macht einige neue Schaltungsvorschläge zur Verbesserung einiger ihrer Eigenschaften. Doch zunächst sollen die Anforderungen, die grundsätzlich an die A/D-Umsetzer der digitalen Hochfrequenzempfänger zu stellen sind, geklärt werden.

2

FORDERUNGEN AN DIE A/D-UMSETZER DER DIGITALEN EMPFÄNGER

Die digitalen Hochfrequenzempfänger sollen bezüglich bestimmter, wesentlicher Eigenschaften den bisherigen kommerziellen Empfängern im Kurzwellenbereich [2] mindestens ebenbürtig sein. Damit betreffen den A/D-Umsetzer des digitalen Empfängers vor allem folgende Kenngrößen des entsprechenden analogen Empfängers:

1. Bandbreite $B_E \approx 30$ MHz des Empfängereinganges,
2. Rauschzahl $F \approx 10$ und Grenzeempfindlichkeit $E_0 \approx 15$ μVeff bezüglich 30 MHz Bandbreite, 50Ω Eingangswiderstand und 20°C Temperatur,
3. "Interception Point". $IP_3 \approx 20$ dBm [3], der ein Pegelmaß für die Aussteuerungsgrenze des Empfängers, bedingt durch die Störleistung der dritten Harmonischen seiner Begrenzungsverzerrungen, darstellt.

Nach Bild 2-1 legen diese Parameter den dynamischen Aussteuerungsbereich D_E und den optimalen (nutzbaren) Bereich D_{opt} des analogen Kurzwellenempfängers vor seiner Hauptselektion fest.

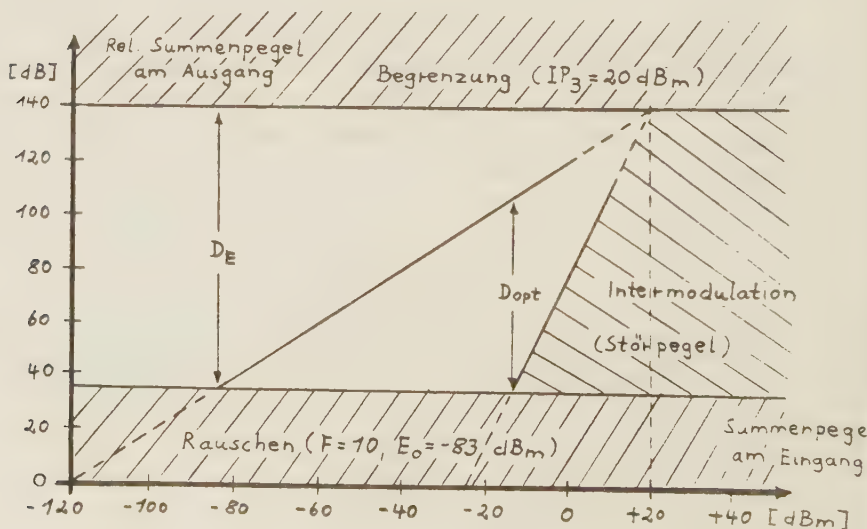


Bild 2-1 Aussteuerungsbereiche von kommerziellen KW-Empfängern

Der dynamische Eingangsbereich $D_E \approx 110$ dB von kommerziellen Empfängern, der das Verhältnis von größtem und kleinstem Signal darstellt, wird in der Literatur /4/ sehr unterschiedlich definiert. Hier wird unter dem optimalen dynamischen Bereich D_{opt} der Pegelabstand zwischen Nutzsignal und demjenigen Störpegel (Intermodulationsverzerrungen, "Reciprocal-Mixing") verstanden, der gerade aus dem Grundrauschen des Empfängers (Grenzemfindlichkeit E_0) heraustritt. Da die Rauschleistung P_E von der Bandbreite B_E abhängt, ist der so definierte optimale Bereich D_{opt} eine Funktion der Übertragungskennlinie und der Bandbreite B_E des Empfängers. Damit kann nach Bild 2-1 für den erforderlichen dynamischen Bereich sowohl beim analogen als auch digitalen Empfänger der optimale dynamische Bereich $D_{opt} \approx 75$ dB angenommen werden. Bei beiden extrem unterschiedlichen Empfängerstrukturen wird aber dieser optimale Bereich gleichermaßen begrenzt durch

1. das Grundrauschen, das sich aus thermischem Rauschen der Bauelemente bzw. Abtast- und Quantisierungsrauschen am Empfängereingang zusammensetzt,
2. das Klirr-Rauschen (Intermodulationen), hervorgerufen durch die Nichtlinearitäten der Übertragungs- bzw. Quantisierungskennlinie in Abhängigkeit der Empfänger- aussteuerung,
3. das Begrenzungsrauschen ("Clipping-Noise"), infolge der weichen bzw. harten Signalbegrenzung des Empfängers.

Daraus folgt, daß dieser optimale Bereich D_{opt} beim DE-ADU nicht gleich seinem Signalstörabstand D_q zu setzen ist, der sich aus seiner Auflösung q bzw. aus seiner Wortlänge N bit sehr einfach errechnet, wie im Kap. 2.2.1 gezeigt wird. Hierzu sind noch weitere Fehlereinflüsse, die durch die Signalabtastung mit technischen Abtasthaltekreisen sowie durch die Amplitudenquantisierung mit realen Quantisierungskennlinien und insbesondere die Begrenzungsverzerrungen, bedingt durch die endliche Wortlänge des ADUs, voll zu berücksichtigen.

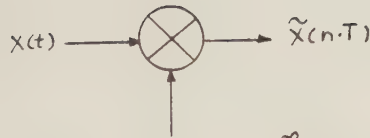
Ebenfalls besitzt die Signalstatistik des Eingangssignals $x(t)$, infolge ihrer recht unterschiedlichen Spitzenwerte bei gleichen Effektivwerten, erhebliche Auswirkungen auf den tatsächlich nutzbaren dynamischen Bereich D_0 des DE-ADUs. In den folgenden Abschnitten werden diese Wirkungen auf die Übertragungseigenschaften des DE-ADUs anhand der Signalabtastung und Amplitudenquantisierung unter Berücksichtigung einer Vorfilterung und Vorverstärkung des Antennensignales $x_A(t)$ untersucht.

2.1 Abtastung und Vorfilterung

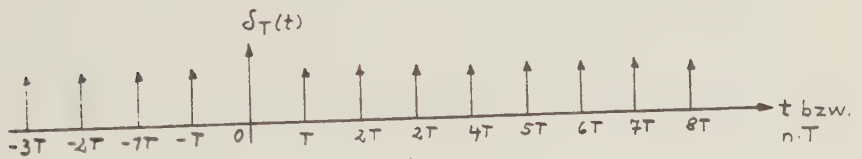
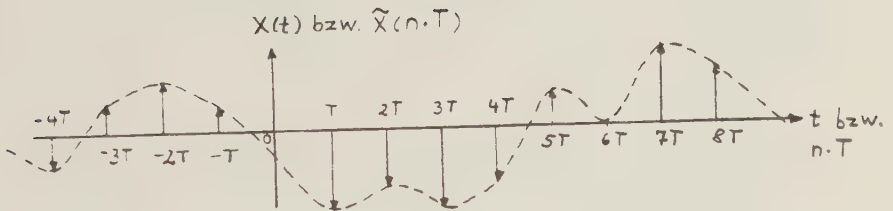
Außer dem dynamischen Bereich D_0 , der die Auflösung q und Wortlänge N des ADUs und somit des gesamten digitalen Empfängers bestimmt, stellen die Abtastfrequenz f_A und die benötigte Abtastbandbreite B_A weitere wesentliche Kenngrößen der Digitalisierung von analogen Signalen dar. Unter Digitalisierung einer kontinuierlichen Zeitfunktion $x(t)$ versteht man ihre Zerlegung in eine bestimmte Zahlenfolge $z(n)$. Dazu sind im wesentlichen zwei Operationen nötig, Abtastung und Quantisierung. Durch die Abtastung von $x(t)$ wird eine Folge von analogen Abtastwerten $x(n)$ gewonnen (Zeitquantisierung). Anschließend werden diese Werte quantisiert, d.h. durch Größen $z(n)$ aus einem endlichen Wertevorrat Z angenähert.

Hier wird nun versucht, geeignete Abtastfrequenzen f_A und deren Bandbreitenbedingungen für den DE-ADU unter Berücksichtigung der realen Verhältnisse einer Vorfilterung durch technische Filter und der Abtastung durch technische Abtasthaltkreise herzuleiten. Dazu ist es aber zunächst notwendig, die ideale Abtastung ohne Abtasthaltekreisfunktion $h_A(t)$ durch eine Zeitfolge $\delta_T(t)$ von $\delta(t)$ zu betrachten.

Die ideale Abtastung eines bandbegrenzten Signals $x(t)$ kann nach Bild 2-2 als ein idealer Modulationsvorgang /5/ mit einer Folge von äquidistanten Diracstößen $\delta_T(t)$ aufgefaßt werden. Hierbei wird im Zeitbereich das analoge Signal $x(t)$ durch die Multiplikation



$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot T)$$



$$\delta_F(f) = f_A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n \cdot f_A)$$



$$|X(f)| = |\mathcal{F}\{x(t)\}|$$



$$|X_a(f)| = |X(f) * \delta_F(f)|$$



Bild 2-2 Ideale Signalabtastung

$$X(t) \cdot \delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{n=\infty} X(n \cdot T) = \tilde{X}(n \cdot T) \quad (2-1)$$

mit der Folge von Diracstößen

$$\delta_T(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - n \cdot T) \quad (2-2)$$

beschrieben, wobei der zeitliche Abstand der Abtastpunkte mit T gegeben ist. Eine Multiplikation zweier Zeitsignale führt nach der Fourier-Transformation /6/ zur Faltung ihrer Amplitudendichtespektren

$$X_a(f) = X(f) * \delta_F(f) \quad \text{oder}$$

$$X_a(f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f^*) \cdot \delta_F(-f^*) \cdot df^* \quad (2-3)$$

Für das Amplitudendichtespektrum $\delta_F(f)$ der Diracstoßfolge $\delta_T(t)$ ergibt sich mit der Anwendung des Fourier-Integrales für allgemeine Signale $s(t)$

$$\delta(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \quad (2-4)$$

nach einigen Schritten ebenfalls eine Diracstoßfolge $\delta_F(f)$ im Spektralbereich mit $f_A = 1/T$ als Gewicht der einzelnen Diracstöße /7/

$$\delta_F(f) = f_A \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n \cdot f_A) \quad (2-5)$$

Aus der Tatsache, daß die Faltung einer beliebigen Funktion mit einem Diracstoß lediglich zur Verschiebung der Funktion zu der Auftretsstelle des Diracstoßes (Ausblendeigenschaft des Diracstoßes) führt, folgt durch Einsetzen von Gl. (2-5) in Gl. (2-3) der gesuchte Zusammenhang zwischen den Amplitudendichtespektrum $X_a(f)$ und $X(f)$

$$X_a(f) = f_A \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(f - n \cdot f_A) \quad (2-6)$$

Damit ergibt sich ein periodisches Abtastspektrum mit der Wiederholffrequenz n . f_A , wobei die Abtastfrequenz mit $f_A = 1/T$ festliegt.

Für die Grundperiode $n = 0$ ist das Spektrum identisch mit dem vor der Abtastung (Basisband B_0). Bedingung für diese "Tiefpaßabtastung" ist allerdings, daß die Bandbreite B_0 des Originalspektrums $X(f)$ kleiner ist als die halbe Abtastfrequenz f_A (Abtasttheorem)

$$B_0 < \frac{f_A}{2} \quad . \quad (2-7)$$

Nur unter Einhaltung des Abtasttheorems /1/ kann nach der Abtastung das Signal $x(t)$ aus $x(n)$ fehlerfrei zurückgewonnen werden, indem mit einem idealen Rechtektiefpaß (Interpolationsfilter) der Bandbreite B_0 die spektrale Grundperiode $X(f)$ herausgefiltert wird.

Damit ergibt sich unter diesen idealen Annahmen für den DE-ADU eine minimale Abtastfrequenz $f_{A,min} = 60$ MHz bezüglich der Signalbandbreite $B_0 = 30$ MHz. Dieser Fall einer Überabtastung mit $f_A > 2 B_0$ wird auch als sogenannte "Tiefpaßabtastung" bezeichnet. Dagegen ist in der Regel eine Unterabtastung mit $f_A \leq 2 B_0$ wegen der Verletzung des Abtasttheorems beim DE-ADU nicht anwendbar. Nur im Sonderfall der sogenannten "Bandpaßabtastung" /8/ könnte ein höherliegendes, schmales Empfangsband, bezüglich dessen Breite $B_H < B_0$ das Abtasttheorem $B_H < f_A/2$ eingehalten werden kann, durch eine wesentlich niedrigere Abtastfrequenz $f_A < 2 B_0$ abgetastet werden. Mit dieser "Bandpaßabtastung" ist es also grundsätzlich möglich, den digitalen Empfänger eines Tages auch für den UKW- und VHF-Bereich (siehe Kap. 2.1.3) zu erweitern. Doch sind hierzu dann zusätzliche Bedingungen an die Vorfilterung sowie an die Abtastgenauigkeit (Jitter) dieser "Bandpaßabtastung" zu stellen. In den nächsten Abschnitten wird aber der "Tiefpaßabtastung" für den KW-Bereich der Vorrang gegeben und diese daher näher für die realen Fälle der Abtastung mit technischen Abtasthaltekreisen untersucht.

1.1.1 Ideale Abtastung mit idealer Abtasthaltekreisfunktion

Ein erster Schritt, den technisch nicht realisierbaren Vorgang der idealen Abtastung an reale Verhältnisse anzunähern, besteht nach Bild 2-3 darin, den Abtastvorgang mit einer idealen Haltefunktion $h(t)$ (Impulsfunktion) zur Interpolation /9/ von Abtastwerten zwischen den Abtastzeitpunkten t_n im Abstand $n \cdot T$ zu versehen. Zunächst bieten sich hierfür eine Fülle von Interpolationsfunktionen an, wobei hier die Rechteckfunktion

$$h_0(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 0 & \text{für } t \leq -T/2 \\ 1 & \text{für } -T/2 < t < +T/2 \\ 0 & \text{für } t \geq +T/2 \end{cases} \quad (2-8)$$

mit ihrer Spektralfunktion

$$H_0(f) = T \cdot \frac{\sin(\pi f \cdot T)}{(\pi \cdot f \cdot T)} = T \cdot \text{sinc}(\pi f \cdot T) ,$$

die Dreiecksfunktion

$$h_1(t) = \text{tri}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 + \frac{2t}{T} & \text{für } -T/2 \leq t \leq 0 \\ 1 - \frac{2t}{T} & \text{für } 0 \leq t \leq T/2 \\ 0 & \text{für } t \leq -T/2 \text{ oder } t \geq T/2 \end{cases} \quad (2-9)$$

mit ihrer Spektralfunktion

$$H_1(f) = T \cdot \frac{\sin^2(\pi f \cdot T)}{(\pi \cdot f \cdot T)^2} = T \cdot \text{sinc}^2(\pi f \cdot T)$$

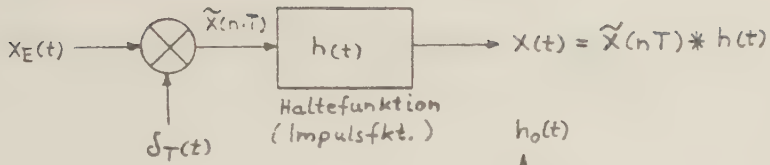
und die sinc/x -Funktion

$$h_2(t) = \frac{\sin(\pi t/T)}{(\pi \cdot t/T)} = \text{sinc}(\pi t/T) \quad (2-10)$$

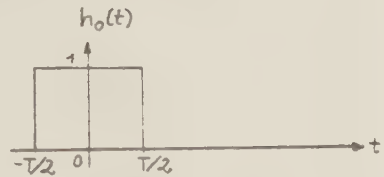
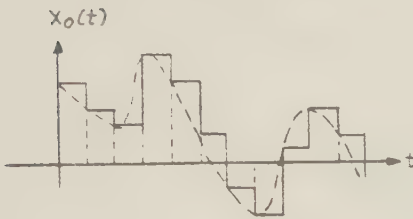
mit ihrer Spektralfunktion

$$H_2(f) = f_A \cdot \text{rect}\left(\frac{f}{f_A}\right)$$

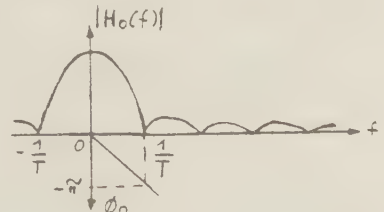
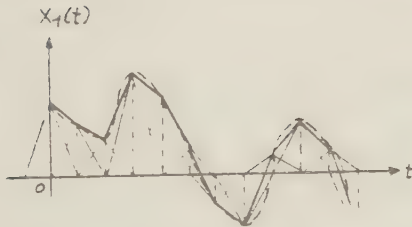
als repräsentative Beispiele aufgeführt werden. Bereits anhand dieser Beispiele läßt sich eine Ordnung der komplexen Abtasthaltekreis-Übertragungsfunktionen



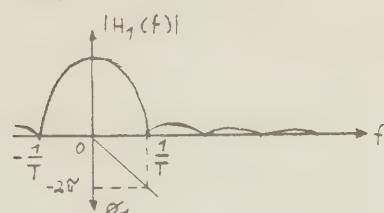
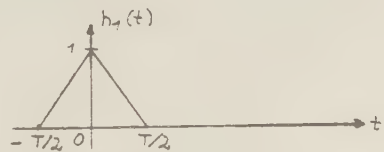
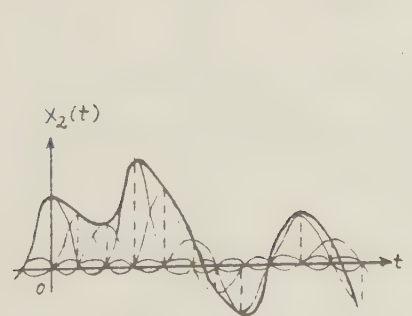
a) Übertragungsmodell



b) "Freopen" - Interpolation



c) Lineare Interpolation



d) Ideale Interpolation

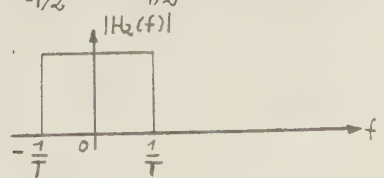
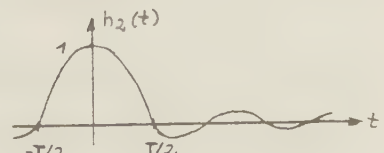
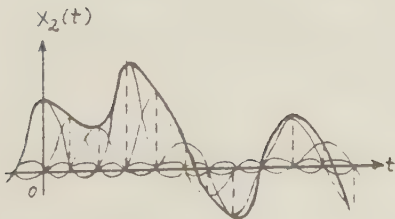


Bild 2-3 Interpolationsfunktionen für Abtasthaltekreise

$$H_A(j\omega) = \frac{X(j\omega)}{X_E(j\omega)} = H_C(\omega) \cdot e^{-j\omega T/2} \quad (2-11)$$

definieren:

$H_0(j\omega)$ bedingt eine $H_A(j\omega)$ von Ordnung 0 (Treppeninterpolation).
 $H_1(j\omega)$ bedingt eine $H_A(j\omega)$ von Ordnung 1 (lineare Interpolation).
 $H_2(j\omega)$ bedingt eine $H_A(j\omega)$ von Ordnung $\rightarrow \infty$ (ideale Interpolation).

Da nun die Abtasthaltekreise (AHK) für die nachfolgenden Amplitudenquantisierungen durch die eigentlichen A/D-Umsetzer zur Bereitstellung der Abtastwertefolge $\tilde{x}(nT)$ während der Quantisierungszeit T_H des ADUs dienen, kommen nur Interpolationsfunktionen nullter Ordnung für die AHK in Frage. Nur bei diesen Funktionen ist die AHK-Bedingung - die Interpolationswerte für $\tilde{x}(nT)$ zwischen zwei Abtastungen ändern sich maximal um q (Idealfall $q \rightarrow 0$) - technisch näherungsweise erfüllbar. Hierfür stellt die Treppeninterpolation

$$x(t) = [X_E(t) \cdot \delta_T(t)] * h_0(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} X(nT) h_0\left(\frac{t-nT}{T}\right) \quad (2-12)$$

mit der Rechteckgewichtsfunktion $h_0(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ den Idealfall des Abtasthaltekreises nullter Ordnung dar. Rein formal läßt sich das Spektrum $X(f)$ dieser Treppenfunktion $x(t)$ durch eine Multiplikation mit Faltung im Spektralbereich

$$X(f) = H_0(f) \cdot [X_E(f) * f_A \cdot \delta_F(f_A)] = \text{sinc}(\pi f T) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} X_E(f - n f_A) \quad (2-13)$$

ermitteln. Hieraus ergibt sich für den komplexen Frequenzgang $H_A(j\omega)$ des Abtasthaltekreises

$$H_A(j\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T}}{j\omega} = \text{sinc}(\omega T/2) \cdot e^{-j\omega T/2} \quad (2-14)$$

Nach Bild 2-4 wird der Amplitudengang des Abtasthaltekreises durch eine $\sin x/x$ -Funktion bestimmt, mit der ersten Nullstelle bei $f = 1/T$. Der Phasengang ist streng linear; die zusätzlich erzeugte Laufzeit ist $T/2$.

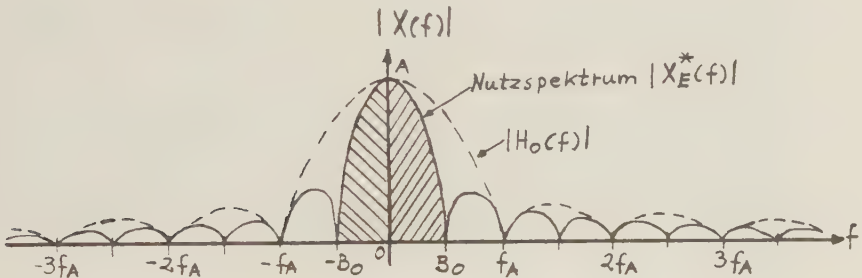


Bild 2-4 Abtastspektrum des idealen Abtasthaltekreises

Nun liefert der Amplitudengang nach Gl. (2-14) eines solchen AHKs einen Amplitudenfehler bezüglich des Originalspektrums $X_E(f)$ von

$$|\Delta X(f)| = |X_E(f)| - |X_E^*(f)| = |1 - \text{sinc}(\pi \cdot f \cdot T)|. \quad (2-15)$$

Bei der Frequenz $f = B_0 = f_A/2 = 1/(2T)$ wird somit das Abtastspektrum $X(f)$ maximal um -3,9 dB gegenüber dem Originalspektrum $X_E(f)$ verringert. Durch die geeignete Wahl einer höheren Abtastfrequenz $f_A > f_A \text{ min}$, d.h. einer stärkeren Überabtastung bzw. kleinerer Signalbandbreite $B_0 < B$ kann diese Amplitudenabweichung auf das erforderliche Maß reduziert werden. Für die digitale Weiterverarbeitung ist aber dieses analoge Abtastspektrum belanglos. Trotzdem ist, infolge der noch zu bildenden analogen Zwischensignalen bei der A/D-Umsetzung, damit für den DE-ADU eine Abtastfrequenz von $f_A > 60 \text{ MHz}$ notwendig.

Andererseits kann aber diese Filterwirkung des idealen AHKS zur Aufwandreduzierung der Vorfilter (Kap. 2.1.3) für das Antennensignal $x_A(t)$ technisch genutzt werden. Wird bei den Abtastspektren $X(f)$ ein Überlappungsfehler 10 % ihrer Seitenbänder, bezogen auf das Maximum der spektralen Amplitudendichte, zugelassen, so wird eine Abtastfrequenz

$$f_{A(10\%)} = 5,4 \cdot B_0 = 2,7 \cdot f_{A \min} \quad (2-16)$$

für diese Überabtastung benötigt. Doch ist dieser Wert von $f_A = 162 \text{ MHz}$ gegenwärtig in der technischen Anwendung beim DE-ADU noch problematischer als die vorgesehene 100 MHz-Abtastung. Bei der Abtastung durch reale Abtasthaltekreise liegen noch weitere Einschränkungen vor, die im nächsten Abschnitt näher untersucht werden.

2.1.2 Näherungsweise reale Abtastung mit Abtasthaltekreisen

Da die Übertragungseigenschaften der technischen Abtasthaltekreise /10/ sehr bauelemente- und schaltungsspezifisch sind, kann hier nur auf ihr systemtheoretisches Übertragungsverhalten anhand eines einfachen Modells nach Bild 2-5 näherungsweise eingegangen werden.

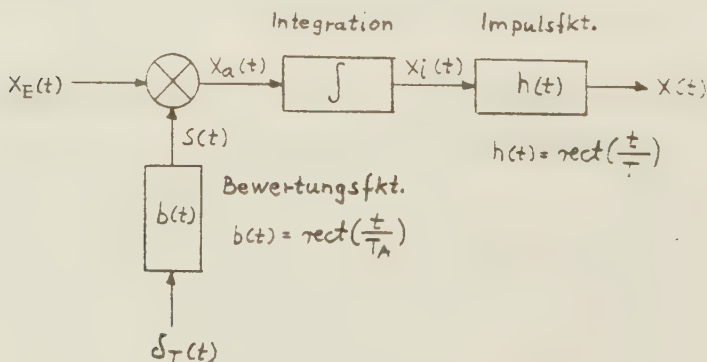


Bild 2-5 Reale Abtastung mit integrierender Haltefunktion

Diese Näherung wird gegenüber Bild 2-3a ergänzt durch eine Bewertungsfunktion $b(t)$ zur Erzeugung einer Rechteckimpulsfolge

$$S(t) = \delta_T(t) * \text{rect}\left(\frac{t}{T_A}\right) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{t-n \cdot T}{T_A}\right) \quad (2-17)$$

aus der Diracstoßfolge $\delta_T(t)$, Gl. (2-2), und durch eine ideale Integration

$$X_O(t) = K \cdot \int_{t_0 - T_A/2}^{t_0 + T_A/2} x_a(t) \cdot dt \quad (2-18)$$

der Abtastwertefolge

$$x_a(t) = x_E(t) \cdot S(t) \quad (2-19)$$

Über die Dauer eines einzigen Aperturzeit-Intervalles T_A zum Zeitpunkt t_0 . Als Impulsfunktion bzw. als Haltefunktion $h(t)$ dient hier ebenfalls wieder die Rechteckfunktion $h_0(t)$ der Gl. (2-8). Diese Annahme ist damit gerechtfertigt, daß die Abtastwerte $x(t)$ nur im eingeschwungenen Zustand während der Haltephase T_H des AHKs mit vernachlässigbarem kleinen Dachabfall-Fehler $\Delta x(t) < q$ (Droop-Rate) vom nachfolgenden ADU verarbeitet werden dürfen. Für die Bewertungsfunktion $b(t)$ wird zur näherungsweisen Beschreibung der realen Abtastung eine Abtastimpulsbreite $T_A \ll T$ mit $T = 1/f_A$ angenommen, die auch üblicherweise als Aperturzeit $T_A // 11/$ bezeichnet wird. Für die zeitquantisierte Weiterverarbeitung der abgetasteten Zeitfunktion $x_a(t)$ durch die Impulsfunktion $h(t)$ müssen aber diesen zeitlich begrenzten Funktionsverläufen aus $x_E(t)$ "konstante" Amplitudenwerte zugeordnet werden. Dies geschieht in der Regel durch eine Integration des Funktionsverlaufes $x_a(t)$ nach Gl. (2-18) im abgetasteten Zeitausschnitt T_A (Zeittor). Damit folgt für den durch eine ideale Integration angenäherten, i -ten Abtastvorgang

$$x_i(t) = K \int_{-\infty}^t x_E(\xi) \cdot \text{rect}\left(\frac{\xi - i \cdot T}{T_A}\right) d\xi, \quad (2-20)$$

wobei für $K \approx 1/T_A$ zur Bildung des Signalmittelwertes im Intervall T_A zu verwenden ist. Diese Gleichung kann in der üblichen Form eines Faltungsintegrals geschrieben werden, wenn τ durch τ und $i \cdot T$ durch t_i ersetzt und das Vorzeichen des Argumentes der geraden Funktion $\text{rect}(\tau/T_A)$ geändert wird:

$$X_i(t) = K \int_{-\infty}^t X_E(\tau) \cdot \text{rect}\left(\frac{t_i - \tau}{T_A}\right) \cdot d\tau ,$$

$$X_i(t) = K \cdot [X_E(t) * \text{rect}\left(\frac{t_i}{T_A}\right)] . \quad (2-21)$$

Die Filterwirkung dieser Integration

$$X_i(f) = X_E(f) \cdot K \cdot T \cdot \text{sinc}(\pi \cdot f \cdot T_A) \quad (2-22)$$

jeweils zu den Abtastzeitpunkten t_i im zeitlichen Abstand T , bringt eine Amplitudengangverzerrung (Dämpfung) des Basisbandes $X_i(f)$ mit der ersten Nullstelle bei $1/T_A$ mit sich. Andererseits wird vorhandenes Breitbandrauschen, infolge eines nichtjitterfreien Abtastvorganges mit der Rauschbandbreite $B_R \gg f_A/2$, durch diese Filterwirkung verringert (Bandbegrenzung der Rauschsignale). Deshalb kann folgendes für die Wahl einer geeigneten Aperturzeit T_A ausgesagt werden:

1. Für $T_A \rightarrow 0$ bzw. $T_A \ll T$ (ideale Abtastung) sind die Amplitudengangverzerrungen von $X_i(f)$ am Orginalspektrum $X_E(f)$ vernachlässigbar; aber es findet auch keine nennenswerte Bandbreitenbegrenzung der Abtaustrascheffekte statt.
2. Für $T > T_A \gg 0$ (reale Abtastung) sind die Amplitudengangverzerrungen von $X_i(f)$ am Orginalspektrum $X_E(f)$ zu berücksichtigen; eine Bandbreitenbegrenzung von Abtaustrascheffekten findet statt.

Damit können solche reale Abtasthaltekreise allgemein und näherungsweise beschrieben werden durch die Übertragungsgleichungen

$$X(t) \approx K [X_E(t) * \text{rect}(\frac{t}{T_A})] \cdot [\delta_T(t) * \text{rect}(\frac{t}{T})] \quad \text{bzw.}$$

$$X(t) = K \int_{-\infty}^{+\infty} X_E(t) \cdot \text{rect}(\frac{t-i \cdot T}{T_A}) dt \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} \text{rect}(\frac{t-i \cdot T}{T}) \quad (2-23)$$

und im Spektralbereich

$$X(f) \approx K \cdot [X_E(f) \cdot T_A \cdot \text{sinc}(\pi \cdot f \cdot T_A) * (f_A \delta_F(f_A) \cdot T \cdot \text{sinc}(\pi f \cdot T))] \quad \text{bzw.}$$

$$X(f) = K T_A [\text{sinc}(\pi f \cdot T_A) \cdot \text{sinc}(\pi f \cdot T) \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} X_E(f - i \cdot f_A)] \quad (2-24)$$

Daraus ergibt sich die komplexe Übertragungsfunktion dieser (angenähert realen) Abtasthaltekreise zu

$$H_A^*(j\omega) = \frac{K \cdot T_A (1 - e^{-j\omega T}) \cdot \text{sinc}(\omega T_A / 2)}{j\omega (\omega T_A / 2)} \quad \text{oder}$$

$$H_A^*(j\omega) = K \cdot T_A \cdot \text{sinc}(\omega T_A / 2) \cdot \text{sinc}(\omega T / 2) \cdot e^{-j\omega T / 2} \quad (2-25)$$

Durch die Abtastperiode T und die Aperturzeit T_A wird im wesentlichen das reale Übertragungsverhalten der Abtasthaltekreise charakterisiert, wenn dabei vorausgesetzt werden kann, daß die Fehlereinflüsse durch Apertur-Jitter, "Droop Rate", "Feedthrough" und Amplitudengänge von beteiligten Verstärkern und Netzwerken vernachlässigbar sind.

Bei der Definition der Aperturzeit T_A von technischen Abtasthaltekreisen ist zwischen dem Modus "Sample-and-Hold" und "Track-and-Hold" /11/ zu unterscheiden. Der "Sample-and-Hold" entspricht den beschriebenen Abtasthaltekreisen. Damit ist die Aperturzeit T_A identisch mit der mittleren Impulsbreite der Abtastpulsfolge der Frequenz f_A . Dagegen folgt der Ausgang des "Track-and-Hold" zwischen jeder erneuten Abtastung eine bestimmte Zeitdauer T_T lang dem Ein-

gangssignal $x_E(t)$, ehe er in die Haltephase der Dauer T_H geht und damit das Treppensignal $x(t)$ am Ausgang liefert. Dieser Vorgang läuft periodisch mit f_A ab. Hierbei stellt die Aperturzeit T_A die mittlere Übergangsdauer von der Mitlaufphase T_T in die Haltephase T_H dar. In diesem Fall beinhaltet die Aperturzeit T_A im wesentlichen die Schaltzeit des elektronischen Schalters des "Track-and-Hold". Dagegen ist es in der Regel nicht notwendig, bei weiteren Kenngrößen der AHK zwischen diesen beiden Varianten der Abtasthaltekreise zu unterscheiden. Für die nachfolgende Quantisierung durch den ADU ist die Mitlaufphase T_T bedeutungslos, da nur eine Weiterverarbeitung in der Haltephase T_H stattfinden darf.

Aus dem bisher Aufgeführten und aus Gl. (2-22) sowie Gl. (2-25) kann somit für die Abtasthaltekreise des DE-ADUs der Bandbreite $B_0 = 30$ MHz eine Abtastfrequenz $f_A \approx 100$ MHz und eine Aperturzeit von $0,1 \text{ ns} < T_A < 1 \text{ ns}$ als etwa das Optimum für systemtheoretisches Idealverhalten im Zusammenhang mit technischer Realisierbarkeit gefolgert werden.

Doch ein weiteres Problem der realen Abtastung liegt in der zeitlichen Genauigkeit, mit der die Äquidistanz der Abtastzeitpunkte t_n eingehalten werden kann. Die Schwankung des Zeitbereiches T_A um den festen Abtastzeitpunkt t_0 , innerhalb dessen die Abtastung erfolgt, wird als "Apertur-Jitter" bezeichnet. Diese stochastische Variation /12/ des Abtastzeitpunktes t_0 erzeugt rauschähnliche Amplitudenfehler $\Delta x_a(t)$ beim Ausgangssignal $x(t)$ in Abhängigkeit der Aussteuerung und Frequenz des Eingangssignales $x_E(t)$. Der daraus sich ergebende Fehler für die nachfolgende A/D-Umsetzung, der auch als Aperturfehler /13/ bezeichnet wird, begrenzt die Genauigkeit der Abtastung und Quantisierung.

Anhand von Bild 2-6 kann der Maximalwert $\Delta x_{a\max}$ des Amplitudenfehlers $\Delta x_a(t)$ infolge eines gegebenen maximalen Aperturzeitfehlers $\Delta t_{a\max}$ (max. Apertur-Jitter) zum Abtastzeitpunkt t_0 beim Nulldurchgang einer Sinusschwingung

$$x(t) = \hat{x} \cdot \sin 2\pi f_0 \cdot t \quad (2-26)$$

der Frequenz f_0 bzw. der Periode T_0 und der Amplitude $\hat{x}$ bzw. der Aussteuerung $A = 2 \hat{x}$ abgeschätzt werden.

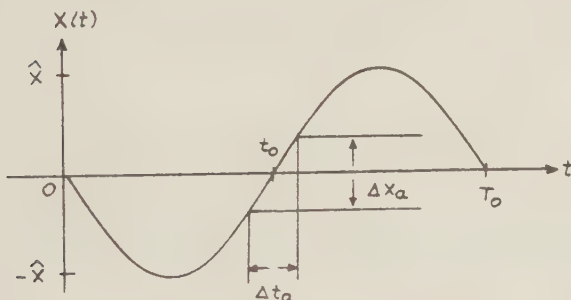


Bild 2-6 Zur Herleitung des Aperturfehlers

Damit hängt der Amplitudenfehler Δx_a von der Steigung

$$\dot{x}(t) = \hat{x} \cdot 2\pi \cdot f_0 \cdot \cos 2\pi f_0 \cdot t \quad (2-27)$$

des Sinussignales $x(t)$ ab und kann für den üblichen Fall $\Delta t_a \ll T_0$ mit

$$\Delta x_a(t) \approx A \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \Delta t_a \cdot \cos 2\pi f_0 \cdot t \quad (2-28)$$

angenommen werden. Zum Abtastzeitpunkt t_0 (Nulldurchgang) erreicht Δx_a seinen maximalen Wert von

$$\Delta x_{a\max} = A \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \Delta t_{a\max} \quad (2-29)$$

Aus der Genauigkeitsbedingung für die A/D-Umsetzung

$$\Delta X_{amax} = q = A_0 \cdot 2^{-N} \quad (2-30)$$

mit der Wortlänge N bit des A/D-Umsetzers und für ADU-Vollaussteuerung $A_0 = A$ folgt die Grenzbedingung

$$\Delta t_{amax} = \frac{q}{A_0 \cdot \pi \cdot f_0} = \frac{1}{2^N \cdot \pi \cdot f_0} \quad (2-31)$$

für den maximalen Apertur-Jitter Δt_{amax} bezüglich eines zusätzlichen Quantisierungsfehlers von maximal der Größe $q \hat{=} 1$ LSB (LSB = Least Significant Bit).

Mit einer angenommenen Wortlänge $N = 14$ bit und einer maximalen Aussteuerungsfrequenz $f_{max} = 30$ MHz ergibt sich somit für den DE-ADU ein noch zulässiger maximaler Apertur-Jitter $t_{amax} \approx 0,64$ ps als Spitzen-Spitzenwert. Doch tritt dieser Fall der Aussteuerung des DE-ADUs mit nur einer und gleichzeitig höchsten erlaubten Frequenz f_{max} in der praktischen Anwendung kaum auf. Die Empfangsbereiche von Hochfrequenzempfängern enthalten immer eine Vielzahl von Nutz- und Störfrequenzen. Deshalb stellt für die technische Realisierung der effektive Apertur-Jitter t_{ap} einen besser geeigneten Grenzwert bezüglich der höchsten Signalfrequenz f_{max} dar.

Zur Bestimmung des effektiven Apertur-Jitters t_{ap} aus dem gegebenen maximalen Apertur-Jitter t_{amax} , Gl. (2-31), wird eine Normalverteilung

$$P_N(t_a) = \frac{1}{\sigma_t \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{t_a^2}{2\sigma_t^2}} \quad (2-32)$$

der Zeitjitteramplituden um den Mittelwert $t_0 = 0$ angenommen. Da nun bei solchen Verteilungen die Variable t_a alle Werte ($-\infty < t_a < +\infty$) annehmen kann, dagegen aber die Δt_a -Werte exakt begrenzte Spitzen-Spitzenwerte darstellen, muß für die Praxis ein geeignetes σ_t abgeschätzt werden. Deshalb wird wie allgemein üblich /13/ für den Spitzen-Spitzenwert

$$\Delta t_{a \max} \approx 6 \cdot \mathcal{G}_t \quad (2-33)$$

angenommen. Dieser Wert wird dann nur in 0,27 % der Zeit überschritten. Damit kann für den effektiven Apertur-Jitter t_{ap} von seiner mittleren Amplitudenfehlerleistung

$$\mathcal{G}_a^2 = \int_0^{T_0} [\Delta x_a^*(t)]^2 \cdot p_a(t) \cdot dt \quad (2-34)$$

ausgegangen werden.

Zur Lösung des Integrales von Gl. (2-34) wird der effektive Amplitudenfehler

$$\Delta x_a^*(t) = A_0 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \mathcal{G}_t \cdot \cos 2\pi f_0 \cdot t \quad (2-35)$$

benötigt, der sich aus Gl. (2-28) durch Austausch des Spitzen-Spitzenwertes Δt_a mit dem Effektivwert $\mathcal{G}(t)$ nach Gl. (2-33) ergibt.

Dieser Amplitudenfehler $\Delta x_a^*(t)$ wird nun seinerseits mit der Wahrscheinlichkeitsdichte $p_a(t) = 1/T_0 = f_0$ bezüglich der Periode T_0 des aussteuernden Signales angenommen (Gleichverteilung). Damit liefert der Integralausdruck des Amplitudenfehlers

$$\mathcal{G}_a^2 = \frac{(A_0 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \mathcal{G}_t)^2}{T_0} \int_0^{T_0} \cos^2(2\pi f_0 \cdot t) dt \quad (2-36)$$

die Lösung

$$\mathcal{G}_a^2 = \frac{1}{2} (A_0 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot \mathcal{G}_t)^2 \quad (2-37)$$

Wird Gl. (2-37) nach $\mathcal{G}_t$ aufgelöst

$$\mathcal{G}_t = \frac{\mathcal{G}_a \cdot \sqrt{2}}{A_0 \cdot \pi \cdot f_0} \quad (2-38)$$

und der Zusammenhang zwischen Δt_{amax} und $\mathcal{G}_t$ aus Gl. (2-33) mitverwendet, so ergibt sich der noch zulässige effektive Apertur-Jitter bezüglich der 1 LSB-Fehlerschranke bei einer N bit Wortlänge zu

$$t_{\text{ap}} \approx 6\sqrt{2} \Delta t_{\text{amax}} = \frac{6\sqrt{2}}{2^N \cdot \gamma \cdot f_0} \quad (2-39)$$

Folglich liefert Gl. (2-39) für den DE-ADU bei N = 14 bit und $B_0 = 30$ MHz einen wesentlich günstigeren Wert für den effektiven Apertur-Jitter von $t_{\text{ap}} \approx 5,5$ ps gegenüber dem Minimalwert aus Gl. (2-31). Da dieser Effektivwert für die praktische Anwendung zutreffender ist, wird bei allen weiteren Überlegungen bezüglich der Aperturfehler davon ausgegangen.

2.1.3 Filterung bei Tiefpaß- und Bandpaßabtastung

Eine fehlerminimale, reale Abtastung erfordert somit exakt bandbegrenzte Signale. Dagegen liefert die Antenne des digitalen Empfängers, Bild 1, weitgehend Signale $x_A(t)$ mit mehr oder weniger stochastischer Amplituden- und Frequenzverteilung und ohne nennenswerte Bandbegrenzung. Ein entsprechendes Antennenfilter /14/ muß also vorgesehen werden, um das Eingangssignal $x_A(t)$ auf die erforderliche Verarbeitungsbandbreite B einzuengen. Außerdem ist noch eine Vorverstärkung des bandbegrenzten Antennensignales zur Pegelanpassung an den Eingang des DE-ADUs notwendig. Dieses Problem wird hier aber nicht erörtert, da es keine bedeutsamen Einschränkungen auf die Kenngrößen der A/D-Umsetzung mit sich bringt und außerdem im Kapitel 6.1 über kritische ADU-Komponenten unter anderem mitbehandelt wird.

Bei der realen Tiefpaßabtastung, Bild 2-7, liegt das Nutzspektrum $X(f)$ mit der Bandbreite $B = f_d$ sowie der Sperrfrequenz f_s im Basisband B_0 und wird gemäß der Bedingung:

$$f_A \geq f_s + B \quad (2-40)$$

geringfügig überabtastet.

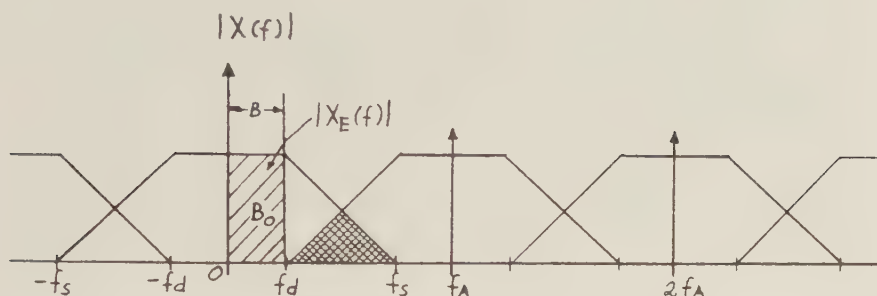


Bild 2-7 Reale Tiefpaßabtastung

Um die Überfaltung von weit außen liegenden Spektralteilen in das Nutzband $X_E(f)$ (schraffiert) unter die Schranke $\mathcal{S}$ der Quantisierungsauflösung

$$q_0 = A_0 \cdot 2^{-(N+1)} \quad (2-41)$$

mit dem Aussteuerungsbereich $A_0 = 2 \hat{x}_{AD}$ des ADUs zu drücken, muß der Sperrdämpfungsverlauf $|X_S(f)|$ der Bedingung

$$\mathcal{S} = q_0 ; q_0 \geq |X_S(f)| \text{ für } f \geq f_s \quad (2-42)$$

genügen. Damit ergibt sich für den Tiefpaß des Antennenfilters beim DE-ADU mit $B_0 = 30$ MHz, $f_A = 100$ MHz und $N = 14$ bit eine Durchlaßbandfrequenz $f_d \approx 30$ MHz, eine Sperrbandfrequenz $f_s \leq 70$ MHz mit einer Mindestsperrdämpfung $\mathcal{S} \leq 2^{-15} = -90,3$ dB unter Vollaussteuerung. Hierbei kann der technische Aufwand solcher Vorfilter /15/ gering gehalten werden. Mit einem Filter vom Grade 8 sollte dies bereits realisierbar sein.

Auf diese Weise lassen sich nicht nur Frequenzbereiche im Basisband erfassen. Mit einer Bandpaßabtastung (siehe Kap. 2.1) sind dank der Modulationseigenschaften der Abtastung /8/ auch verzerrungsfreie Abtastwertefolgen aus Frequenzbändern unterhalb oder oberhalb des ganzzahligen Vielfachen der Abtastfrequenz f_A zu gewinnen.

Demnach sind bei der Bandpaßabtastung, Bild 2-8, zwei weitere Fälle; nämlich Nutzsignalband B_- unterhalb f_A und Nutzsignalband B_+ oberhalb f_A möglich.

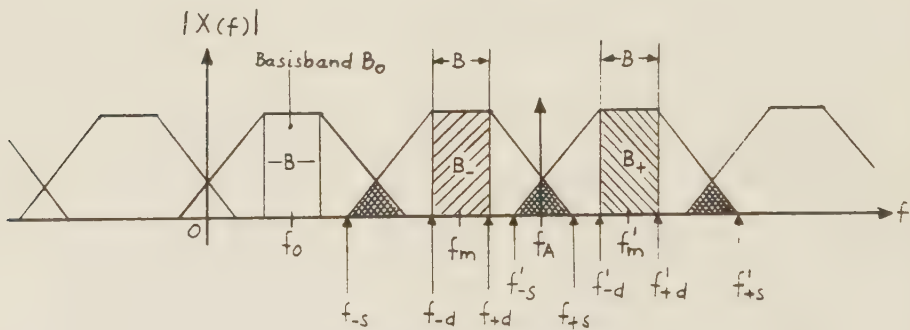


Bild 2-8 Reale Bandpaßabtastung

Für eine fehlerfreie Abtastung des unteren Signalbandes B_- mit der Bandbreite B , den Durchlaßbeckfrequenzen $f_{\pm d}$, den Sperreckfrequenzen $f_{\pm s}$ und der Mittenfrequenz f_m ist dann folgende Abtastbedingung:

$$f_A \geq \frac{1}{2} (f_{+s} + f_{+d}) \quad \text{für } f_{\pm d} = f_m \pm \frac{1}{2} B \quad (2-43)$$

mit der Nebenbedingung

$$B \leq 2 (2f_A - f_{+s} - f_m) \quad (2-44)$$

einzuhalten. Für die Sperrdämpfung $S = q_0$ und deren Verlauf gilt das gleiche, Gl. (2-42), wie bei der Tiefpaßabtastung.

In ähnlicher Weise kann man auch ein Nutzsignalband B_+ mit der Bandbreite B , das oberhalb der Abtastfrequenz f_A liegt, erfassen. Hierbei lauten für den Abtastvorgang die Bedingungen:

$$f'_A \leq \frac{1}{2} (f'_{-s} + f'_{-d}) \quad \text{für} \quad f'_{\pm d} = f'_m \pm \frac{1}{2} B \quad (2-45)$$

und

$$B \leq 2(f'_m + f'_{-s} - 2f'_A) \quad . \quad (2-46)$$

Diese Bandabtastung auf den üblichen UKW-Rundfunkbereich von $f'_{-d} = 88 \text{ MHz}$ bis $f'_{+d} = 108 \text{ MHz}$ mit $f'_m = 98 \text{ MHz}$ angewendet, erfordert bei einer tieferliegenden Abtastfrequenz $f'_A = 78 \text{ MHz}$ eine untere Sperrreckfrequenz $f'_{-s} \geq 68 \text{ MHz}$ und eine obere Sperrreckfrequenz $f'_{+s} \leq 118 \text{ MHz}$, um die spektralen Überlappungen durch den Abtastungsvorgang des UKW-Bandes der Breite $B = 20 \text{ MHz}$ unter der Schranke S_{UKW} zu halten. Damit reicht hier für die Sperrdämpfung ein Wert von $S_{\text{UKW}} \leq 2^{-13} = -78 \text{ dB}$ unter Vollaussteuerung aus und ist damit auf einen ADU der Wortlänge $N = 12$ bezogen. Dies ist eine Folgerung aus dem kleineren dynamischen Bereich der verwendeten Frequenzmodulationen im UKW-Band. Im Falle des digitalen KW-Empfängers wird man die Tiefpaßabtastung, die zuvor beschrieben wurde, ausführen müssen, da der KW-Bereich keine Abtastfrequenz unterhalb seines Frequenzbandes mehr zuläßt.

2.2 Amplitudenquantisierung und dynamischer Bereich

Der DE-ADU legt durch seine Amplitudenquantisierung die Auflösung q nach Gl. (2-30) und damit den effektiven dynamischen Bereich D_0 des gesamten digitalen Empfängers fest. Dieser dynamische Bereich D_0 soll aber mindestens dem optimalen Bereich D_{opt} (siehe Kap. 2) der kommerziellen KW-Empfänger entsprechen. Dazu ist es notwendig, den Quantisierungsvorgang etwas näher zu untersuchen.

Die durch Vorfilterung und Abtastung des Antennensignales $x_A(t)$ erhaltene Analoggröße $x(t)$ wird im ADU der Amplitudenquantisierung und Codierung zu einer N -stelligen Zahl $z(t)$ (Wort) der Basis b unterzogen. Damit bestimmt der Analog/Digital-Umsetzer, wievielmals eine analoge Normalgröße q (Inkrement) in dem Analogwert $x(t)$ enthalten ist. Dieser Vorgang entspricht einer ganzzahligen Division $/16/$. Man kann demnach einen A/D-Umsetzer nach Bild 2-9 als ein Gerät bzw. als eine Rechenschaltung betrachten, die den Quotienten $Q(t)$ zweier Analogwerte bildet und diesen Quotienten $Q(t)$ in digitaler Darstellung, d.h. als mehrstellige Zahl bzw. als Digitalwort $z(t)$, herausgibt.



Bild 2-9 Der A/D-Umsetzer als Divisionsschaltung

Da der Wertevorrat Z , aus dem die Zahl z ausgewählt wird, endlich ist, ist sowohl der Aussteuerungsbereich $A_0 = 2 \hat{x}_{\max}$ des analogen Eingangssignales $x(t)$ als auch der Zahlenbereich $Z = Z_{\max}$ der Ausgangswerte z eindeutig begrenzt. Ebenso ergibt sich die Auflösung q (Inkrementalschritt) des ADUs als die kleinste noch als Zahlenänderung $\Delta z / \min$ darstellbare Amplitudenänderung $\Delta x / \min$ des Eingangssignales $x(t)$.

Durch diese "Stufennäherung" der analogen Größe x an die digitale Größe z ist der damit verbundene systematische Quantisierungsrest r (Quantisierungsfehler) nicht beliebig klein zu machen und damit eine lineare Funktion von ADU-Auflösung q und ADU-Aussteuerbereich A_0 . Das Quantisierungsrestsignal $r(t)$ mit seiner Quantisierungsrauschleistung P_q bestimmt somit den maximal erreichbaren dynamischen Bereich D_q (Signalstörabstand)

$$D_q = 10 \log \frac{P_s}{P_q} \quad [\text{dB}] \quad (2-47)$$

als Verhältnis zur maximalen Signalleistung P_s der A/D-Umsetzung. Zur genaueren Ermittlung der dynamischen Bereiche muß in den nächsten Abschnitten noch näher auf die ideale und reale Amplitudenquantisierung eingegangen werden.

2.2.1 Ideale Amplitudenquantisierung

Bei der idealen wie auch der realen Quantisierung wird der jeweilige abgetastete Analogwert x (Dividend) durch das analoge Inkrement q (Divisor) der A/D-Umsetzung dividiert und liefert zunächst den analogen Wert Q (Quotient)

$$Q = \frac{x}{q} \quad (2-48)$$

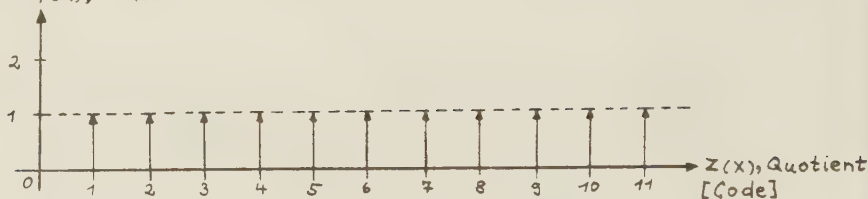
mit dem Divisor q (Auflösung) der A/D-Umsetzung

$$q = A_0 \cdot 2^{-N}, \quad (2-49)$$

wobei A_0 den Betrag des maximalen, linearen Aussteuerbereichs und N die Wortlänge (Gesamtbitzahl) des ADU bedeuten. Die nachfolgende Codierung d_i , meist im Dualcode

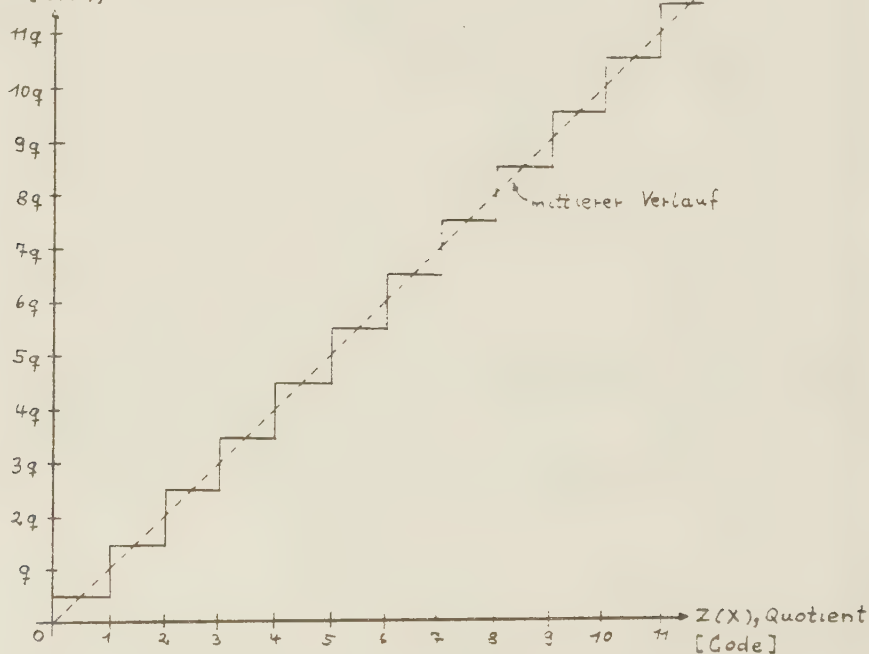
$$d = \sum_{i=0}^{N-1} 2^{-i} \cdot d_i \quad (2-50)$$

[Inkrement] $q(x)$, Divisor



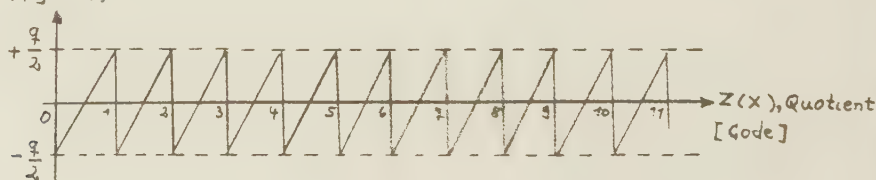
a) Stufenhöhe $q(x)$ (Differentielle Linearität)

[Inkrement] $X(t)$, Dividend



b) Kennlinie (Integrale Linearität)

[Inkrement] $r(x)$, Divisionsrest



c) Divisionsrest $r(x)$ (Quantisierungsfehler)

zur Zahlenbasis $b = 2$, ergibt dann den analogen Wert Q als eine ganze, N -stellige Zahl z zu

$$z = \text{int } \frac{X}{q} = \text{int } Q . \quad (2-51)$$

Die Abkürzung "int" stellt hierbei den Rundungsoperator für die ganzzahlige Darstellung z von Q dar. Infolge dieser "Rundung" bleibt ein nicht mehr darstellbarer Rest r

$$r = X - q \cdot z \quad (2-52)$$

übrig, der den systematischen Quantisierungsfehler $r(x)$ (Quantisierungsrauschen) beschreibt. Die ideale Umsetzung ist nun nach Bild 2-10 dadurch gekennzeichnet, daß über den gesamten ADU-Aussteuerbereich A_0 sowohl die ADU-Auflösung

$$q = \text{const.} \quad (2-53)$$

ist, als auch der Quantisierungsrest $r(x)$ innerhalb der Schranken

$$-\frac{q}{2} < r(x) \leq +\frac{q}{2} \quad (2-54)$$

liegt. Damit zeigt die Kennlinie (integrale Linearität) der idealen A/D-Umsetzung eine gleichförmige Stufung mit der konstanten Stufenhöhe q (differentielle Linearität). Mit der Annahme, daß der Quantisierungsfehler $r(x)$ bei einer Aussteuerung der Quantisierungskennlinie mit großen Signalamplituden $\hat{x} \gg q$ innerhalb der Stufenbreite q näherungsweise gleichverteilt /17/ vorliegt, kann die Quantisierungsrauschleistung /18/ der idealen Quantisierung

$$P_q = \int_{-\frac{q}{2}}^{+\frac{q}{2}} r^2(x) \cdot p(r) \cdot dr = \frac{q^2}{12} \quad (2-55)$$

als quadratischer Mittelwert des Quantisierungsfehlers $r(x)$ mit seiner Wahrscheinlichkeitsgleichverteilung $p(r) = \text{const.}$ bestimmt werden. Aus Gl. (2-55) und mit Gl. (2-47) läßt sich dann der maximal mögliche dynamische Bereich $D_{q\max}$ zu

$$D_{q\max} = 10 \log \frac{12 \cdot A_0^2}{q^2} \quad [\text{dB}] \quad (2-56)$$

bei idealer Quantisierung und für Gleichspannung-Vollaussteuerung $x = A_0$ angeben. Um damit den $D_{\text{opt}} \approx 75 \text{ dB}$ (siehe Bild 2-1) der kommerziellen Empfänger zu erreichen, wäre in diesem nicht realisierbaren Fall (unipolare Aussteuerung) schon ein DE-ADU von mindestens $N = 11$ bit Wortlänge nötig.

2.2.2 Reale aber noch rauschfreie Amplitudenquantisierung

Die reale Amplitudenquantisierung durch technische A/D-Umsetzer führt zu einer Vielfalt von weiteren Quantisierungsverzerrungen $e(x)$. Mit Ausnahme des systematischen Quantisierungsfehlers $r(x)$, Gl. (2-52), oder einer unzureichenden Auflösung q infolge einer zu klein gewählten Wortlänge N bit, Gl. (2-49), sind in der Praxis alle weiteren Fehler e von technologischer Natur [13]. Anhand von Bild 2-11 werden die Auswirkungen einiger für die reale Umsetzung typischen Fehler auf die differentielle und integrale Linearität sowie auf den Quantisierungsrest $r(x)$ aufgezeigt. Damit kann die reale Quantisierung als eine ganzzahlige Division

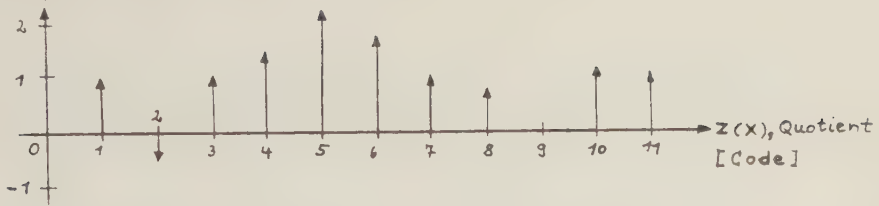
$$z_i = \text{int} \frac{x_i}{q_i} = \text{int} Q_i \quad (2-57)$$

mit nichtkonstantem Divisor q_i , für dessen Mittelwert

$$q_i = q = \frac{1}{2^N} \sum_{i=1}^{2^N} q_i \quad (2-58)$$

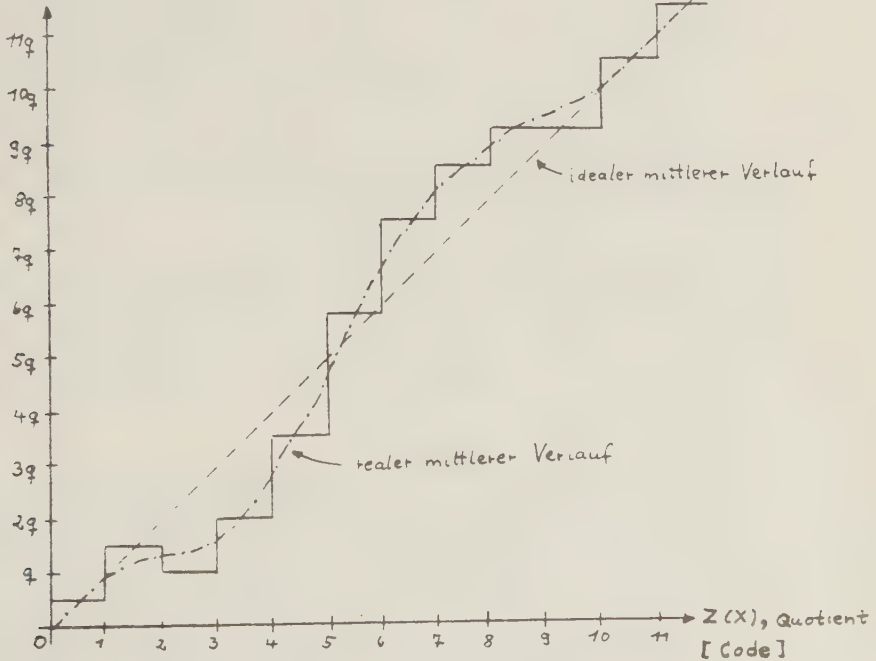
gilt, definiert werden. Daraus ergeben sich Fehler e_i in den entsprechenden i -ten Teilbereichen der Quantisierungskennlinie, die mit $q < q_i$ eine zu hohe Verstärkung und

[Inkrement] $q(x)$, Divisor



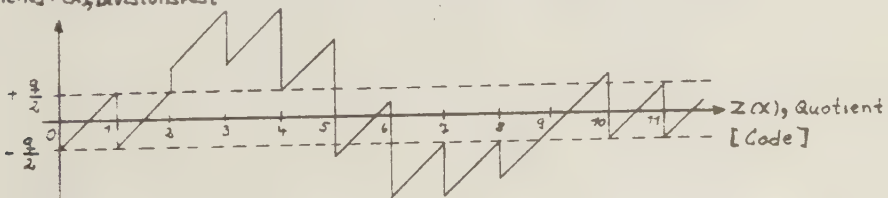
a) Stufenhöhe $q(x)$ (Differentielle Linearität)

[Inkrement] $X(t)$, Dividend



b) Kennlinie (Integrale Linearität)

[Inkrement] $r(x)$, Divisionsrest



c) Divisionsrest $r(x)$ (Quantisierungsfehler)

mit $q > q_i$ eine zu kleine Verstärkung darstellen. Geht $q_i \rightarrow 0$, so fehlt das entsprechende Codewort z_i ganz; es treten sogenannte "Missing Codes" auf. Erst wenn $q_i < 0$ wird, ist die Monotonie der Kennlinie verletzt und es treten Codewortvertauschungen auf. Damit kann der Divisor q_i in der Regel durch eine nichtlineare Funktion der ADU-Aussteuerung mit dem Signal $x(t)$ und dessen Bandbreite B_Q beschrieben werden. Die spektrale Betrachtung /17/ hiervon liefert über eine Reihenentwicklung der Quantisierungskennlinie mit einer voll zu berücksichtigenden Gliederzahl $\approx 2^N$ und einer anschließenden Fouriertransformation des damit quantisierten Signales sehr komplizierte Klirr-Rauschspektren mit einer großen Zahl von Harmonischen. Dagegen erhält man auf wesentlich einfachere Weise brauchbare Aussagen bezüglich der Auflösung und des dynamischen Bereiches aus der zusätzlichen Störleistung

$$p_e = \frac{1}{2^N} \sum_{i=1}^{2^N} e_i^2 = \frac{1}{2^N} \sum_{i=1}^{2^N} (q_i - \bar{q})^2, \quad (2-59)$$

hervorgerufen durch die Quantisierungsverzerrungen

$$e_i = x_i - (\tau_i + z_i \cdot q_i). \quad (2-60)$$

Allgemein wird aus diesen Gründen für die Umsetzerekennlinie ein Toleranzband von $\max. \pm \frac{1}{2} q$ angegeben und damit können alle weiteren Kennlinienabweichungen, die in etwa der gleichen Größe auftreten, die so definierte Genauigkeit der Quantisierung nicht verletzen. Dadurch ist die Genauigkeit eines technischen Umsetzers gegenüber seiner Wortlänge von N bit um ein Bit geringer gegeben. Jedoch gilt dies nicht für "Missing-Codes" und Codewortvertauschungen (Nichtmonotonie), die grundsätzlich Fehler liefern, die bei weitem das vorgegebene Toleranzband von $\pm \frac{1}{2} q$ überschreiten können.

Mit Hilfe von Gl. (2-55) errechnet sich dann für technische ADU ohne Berücksichtigung weiterer Jitter- und Rauscheffekte eine Quantisierungsrauschleistung

$$P_{qe} \approx \frac{q^2}{3} \quad , \quad (2-61)$$

bzw. ein.. maximaler dynamischer Bereich von

$$D_{qe} \approx 10 \log \frac{3A_o^2}{q^2} \quad [\text{dB}] \quad (2-62)$$

bei Gleichspannungsaussteuerung.

In diesem Fall bedingt dies bereits für den DE-ADU ($D_{\text{opt}} \approx 75 \text{ dB}$) eine Mindestwortlänge $N = 12$ bit gegenüber der Aussage von 11 bit in Kapitel 2.2.1. Hierbei sind aber noch keine Verschlechterungen der ADU-Kenngrößen infolge der Rauscheffekte der ADU-Komponenten, der Signalstatistik des Antennensignales $x_A(t)$ und der Signalbegrenzung durch den endlichen ADU-Aussteuerbereich, berücksichtigt. Dies wird im nächsten Kapitel näher behandelt.

2.3 Aussteuerung durch Rauschen und reale Antennensignale

Der DE-ADU wird von der Antenne her nach Bild 1 mit dem bandbegrenzten Summensignal aus Empfangssignalen (Nutzsignalen), Störsignalen und Rauschsignalen mehr oder weniger stark im zeitlichen Mittel ausgesteuert. Dabei wird das 30 MHz-KW-Band sehr unregelmäßig mit einer Vielzahl von Frequenzen mit stark schwankenden Amplituden belegt. Die spektrale Bandbelegung weist daher ein rauschähnliches Verhalten /4/ auf.

Hier wird zunächst zur Bestimmung einer überhaupt denkbaren untersten Auflösungsgrenze q_{min} unter Vernachlässigung sämtlicher anderer Rauscheffekte durch Abtastung, Quantisierung und Quantisierungsverzerrungen von der thermischen Rauschleistung

$$P_{th} = 4k \cdot T_o \cdot B \cdot R \quad \text{mit} \quad k = 1,38 \cdot 10^{-23} \left[\frac{\text{W}}{\text{K}} \right] \quad , \quad (2-63)$$

bzw. der effektiven Rauschspannung

$$U_{th} = \sqrt{4 \cdot k \cdot T_0 \cdot B \cdot R} \quad (2-64)$$

am Eingang eines idealen, rauschfreien ADUs ausgegangen. Der Eingangsrauschquelle wird dann bei Signalanpassung die Rauschleistung

$$P_{th0} = \frac{P_{th}}{4R} = k \cdot T_0 \cdot B \quad (2-65)$$

vom rauschfrei gedachten ADU entnommen. Die Abschätzung dieser Auflösungsgrenze q_{min} bezüglich einer maximalen Wortlänge

$$N_{max} < \log_2 \frac{A_0}{2 U_{th0}} \quad [\text{bit}] \quad (2-66)$$

liefert in einem Rechenbeispiel für $B = 30 \text{ MHz}$, $R = 50 \Omega$ und $A_0 = 1 \text{ V}_{ssp}$ bei 300 K eine maximal mögliche ADU-Wortlänge $N_{max} = 18,8 \text{ bit}$. Hierbei stellt A_0 den linearen Aussteuerungsbereich des ADUs dar, wobei $U_{th0} \approx 3 U_{th}$ für normalverteilte Rauschamplituden /19/ mit der Standardabweichung $\sigma = U_{th0}$ angenommen wird.

Deshalb ist es bei technischen A/D-Umsetzern mit Wortlängen $N \geq 12 \text{ bit}$ sinnvoll, wie im Falle der Quantisierungsverzerrungen (siehe Kap. 2.2.2), für ihr thermisches Rauschen ebenfalls Schranken vorzugeben. Unter Annahme einer Wirkung des Bauelementerausens /19/ auf die Quantisierung bietet sich für die Rauschleistung die Fehlerschranke $\sigma_{th}^2 \leq q^2$ an. Alle Rauschanteile, die unterhalb dieser Grenze liegen, schränken dann nicht die vorgegebene Genauigkeit bzw. den dynamischen Bereich der A/D-Umsetzung weiter ein. Dies mit den Quantisierungsverzerrungen von Gl. (2-61) einbezogen, ergibt eine Quantisierungsrauschleistung

$$P_{qt} \approx \frac{2q^2}{3} \quad (2-67)$$

bzw. einen maximalen dynamischen Bereich von

$$D_q \approx 10 \log \frac{3A_0^2}{2q^2} \quad (2-68)$$

für Gleichspannungsaussteuerung.

Mit dieser weiteren Berücksichtigung benötigt der DE-ADU bereits eine Wortlänge $N \approx 13$ bit, um den optimalen Bereich $D_{\text{opt}} \approx 75$ dB für Gleichspannung fehlerminimal quantisieren zu können.

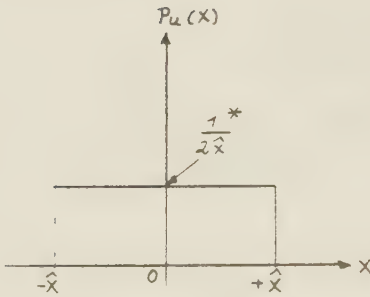
2.3.1 Dynamischer Bereich unter Berücksichtigung der Signalstatistik

Nun sind die Signalstörabstände D_q , nach Gl. (2-47) bzw. Gl. (2-56) in Abhängigkeit der ADU-Auflösung q nicht nur Funktionen der Quantisierungsrauschleistung P_q und deren zusätzlichen Störleistung P_e durch Nichtlinearitäten der Quantisierungskennlinie, Gl. (2-59), sondern nach Bild 2-12 auch eine Funktion der Signalstatistik /20/ des aussteuernden Signales $x(t)$.

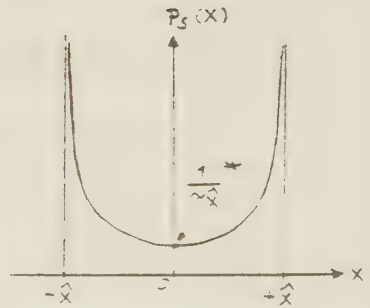
Für diese Betrachtungsweise sind also für die dynamischen Bereiche bzw. Signalstörabstände die Signalleistungen

$$P_S = \int_{x_0 - \hat{x}}^{x_0 + \hat{x}} (x - x_0)^2 \cdot p(x) dx \quad (2-69)$$

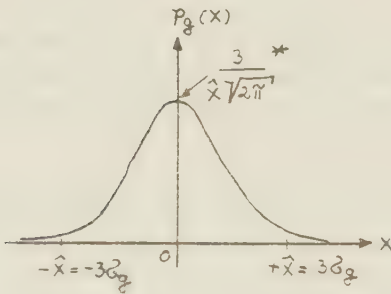
als Funktion ihrer Amplitudendichteverteilungen $p(x)$ und die daraus resultierenden Effektivwerte $\mathcal{G}_S = \sqrt{P_S}$ der Signale zu berücksichtigen. Bezüglich der idealen Quantisierung (siehe Kap. 2.2.1) können somit leicht die idealen Signalstörabstände D in Bild 2-13 der vier in Bild 2-12 gezeigten Signalstatistiken angegeben werden.



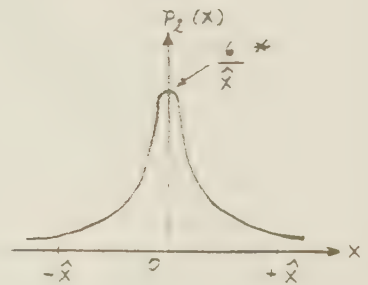
a) Gleichverteilung



b) Sinusverteilung



c) Gaußverteilung



d) Sprachverteilung

Bild 2-12 Wahrscheinlichkeitsdichten typischer Signal-
aussteuerungen

(* Der Null-Spitzenwert $\hat{x}$ entspricht der Amplitude
bei äquivalenter Aussteuerung mit sinusförmigen
Signal)

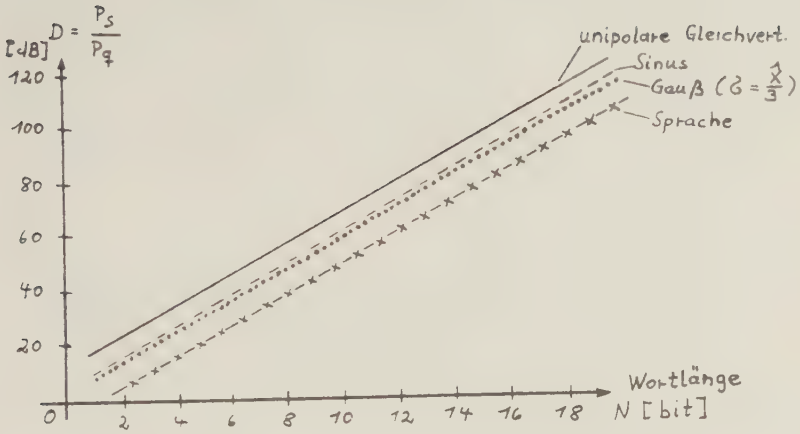


Bild 2-13 Signalstörabstände als Funktion der ADU-Wortlänge

Damit errechnen sich diese Signalstörabstände D nach folgenden Formeln:

1. Ein unipolares Rampensignal $x_u(t)$ mit gleichverteilter Amplitudendichte $p_u(x)$ liefert

$$D_u = 10 \log \frac{12}{q^2} \approx 6 \cdot N + 10,8 \text{ [dB]} . \quad (2-70)$$

2. Eine symmetrische Sinusaussteuerung (kein Gleichspannungs- bzw. Gleichstromanteil) mit ihrer Wahrscheinlichkeitsdichte $20/$

$$p_s(x) = \begin{cases} \frac{1}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\hat{x}^2 - x^2}} & \text{für } |x| < \hat{x} \\ 0 & \text{für } |x| \geq \hat{x} \end{cases} \quad (2-71)$$

ergibt

$$D_s = 10 \log \frac{12}{8 \cdot q^2} \approx 6 \cdot N + 1,8 \text{ [dB]} . \quad (2-72)$$

3. Eine symmetrische Signalaussteuerung mit einer Normalverteilung

$$p_g = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (2-73)$$

für eine Standardabweichung $\sigma_g = \hat{x}/3$ ergibt

$$D_g = 10 \log \frac{\sigma_g^2 \cdot 12}{\hat{x}^2 \cdot q^2} \approx 6 \cdot N + 1,25 \text{ [dB]}. \quad (2-74)$$

4. Eine symmetrische Aussteuerung mit Sprachsignalen, deren Amplitudendichteverteilung $p_1(x)$ auch einer symmetrischen Glockenkurve nach /13/ gehorcht, ergibt

$$D_L = 10 \log \frac{\sigma_L^2 \cdot 12}{\hat{x}^2 \cdot q^2} \approx 6 \cdot N - 4,8 \text{ [dB]}. \quad (2-76)$$

Erfahrungsgemäß bedeutet das, daß die Sprache einen Effektivwert $\sigma_L \approx \hat{x}/6$ besitzt, der rund 15 dB unter ihrem Spitzenwert liegt.

In der Praxis /21/ hat sich nun gezeigt, daß für den dynamischen Bereich D des digitalen Hochfrequenzempfängers in erster Linie mit Normalverteilungen und deren Varianten für die Aussteuerung mit Antennensignalen $x_A(t)$ gerechnet werden darf.

Unter Berücksichtigung von normalverteilten Antennensignalen $x_A(t)$, Gl. (2-73), einer vereinbarten Fehlerschranke $\pm 1/2 q$ für die zusätzlichen Nichtlinearitäten der realen Quantisierung, Gl. (2-61), sowie einer vorgegebenen Fehlerschranke von $\sigma_{th}^2 = q^2$ für bauelementespezifisches Rauschen, Gl. (2-67), kann ein effektiver dynamischer Bereich

$$D_Q = 10 \log \frac{\sigma_A^2 \cdot 3}{\hat{x}^2 \cdot 2q^2} \approx 10 \log \frac{1}{6q^2} = 6 \cdot N - 7,8 \text{ [dB]} \quad (2-77)$$

für den technischen A/D-Umsetzer des DE gefordert werden.

Damit bedingt die verlangte Gleichwertigkeit von $D_{\text{opt}} \approx 75$ dB der analogen Empfänger (siehe Kap. 2) mit D_Q des digitalen Empfängers eine Wortlänge $N \geq 14$ bit für den ADU. Hierbei sind aber die Begrenzungsfehler durch den endlichen Aussteuerbereich des ADUs noch nicht enthalten. Sie werden im nächsten Abschnitt näher untersucht.

2.3.2 Dynamischer Bereich unter Berücksichtigung der Signalbegrenzung durch die Quantisierung

Wird der A/D-Umsetzer durch ein Eingangssignal $x(t)$ übersteuert, so treten erhebliche Fehler durch seine "harte Signalbegrenzung" bei der Quantisierung auf. Im spektralen Bereich $/17/$ liefern diese Quantisierungsverzerrungen mit der Störleistung $P_b \gg P_q$, Gl. (2-55), eine sehr große Anzahl von harmonischen Klirrfrequenzen. Dem Signalspektrum $/X(f)/$ wird ein rauschähnliches, weißes Klirrspektrum $/R(f)/$ überlagert. In diesem Fall spricht man deshalb auch von "Clipping-Noise".

Aus diesem Grunde ist nun der A/D-Umsetzer derart auszusteuern, daß durch seine Signalbegrenzung von $x(t)$ im statistischen Mittel die Fehler $\tau_b \leq q$ werden. Damit ist ein Aussteuerungsfaktor K für das Signal $x(t)$ zu suchen, der diese Bedingung erfüllbar macht.

Hierbei wird wieder die Normalverteilung $p_q(x)$, Gl. (2-73), der Signalamplituden $\hat{x}$ unbegrenzt über den Aussteuerbereich A_0 des ADUs angenommen. Die Aussteuerergrenze des ADUs sei mit $/K \cdot \delta / = A_0/2$ festgelegt. Der Quantisierungsbereich liegt damit innerhalb der Schranke $\pm K \cdot \delta$ und liefert durch seinen Quantisierungsfehler $r(x)$ nach Gl. (2-52) einen Anteil als Quantisierungsrauschleistung P_q nach Gl. (2-55) zur gesamten Signalstörleistung P_Q . Dagegen erzeugt der Bereich außerhalb $\pm K \cdot \delta$ eine Begrenzungsrauschleistung P_b , die ebenfalls zu

$$P_Q = P_q + P_b = \int_{-K\delta}^{K\delta} r^2(x) \cdot p_q(x) dx + \int_{|x| \geq K\delta} r^2(x) \cdot p_q(x) dx \quad (2-78)$$

voll beiträgt. Nach /22/ werden nun die Integrale für P_q und P_b so umgeformt, daß das Verhältnis P_q/σ^2 und P_b/σ^2 nur noch vom Aussteuerungsfaktor K abhängig ist. Damit kann die Quantisierungsrauschleistung P_q und die Begrenzungsrauschleistung P_b aus

$$\frac{P_q}{\sigma^2} = \frac{K^2}{6(2^{N-1}-1)^2} \cdot \left[\frac{1}{2} - \phi(K) \right], \quad (2-79)$$

$$\frac{P_b}{\sigma^2} = 2(K^2+1) \cdot \phi(K) - \frac{3K}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-\frac{K^2}{2}} \quad (2-80)$$

mit dem "Gauß'schen" Fehlerintegral

$$\phi(K) = \int_K^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{x^2}{2}} dx \quad (2-81)$$

als Funktion der Wortlänge N bit und des Aussteuerungsfaktors K angegeben werden.

In Bild 2-14 ist nun bezüglich der Signalleistung P_s die Dynamik

$$D_Z = 10 \log \frac{P_s}{P_Q} [\text{dB}] \quad \text{mit } P_Q = P_q + P_b \quad (2-82)$$

aufgetragen.

Wie man daraus sieht, gibt es für jede Wortlänge N einen optimalen Aussteuerungsfaktor K , für den die Gesamtstörleistung P_Q ein Minimum annimmt. Dieses Minimum ergibt sich aus dem unterschiedlichen gegenläufigen Verhalten von P_q und P_b .

Im Fall des DE-ADU für den eine Quantisierungsgenauigkeit bezüglich der Wortlänge $N = 14$ bit nach Gl. (2-77) garantiert werden sollte, erfordert dies, aus Bild 2-14 entnommen, einen optimalen Aussteuerungsfaktor $K_{\text{opt}} \approx 5,5$. Daraus folgt, daß der ADU im Mittel um den Faktor 5,5 unter seiner Aussteuergrenze A_0 betrieben werden sollte. Dadurch benötigt er zusätzlich einen um den Wert $20 \log K$ in dB erweiterten dynamischen Bereich.

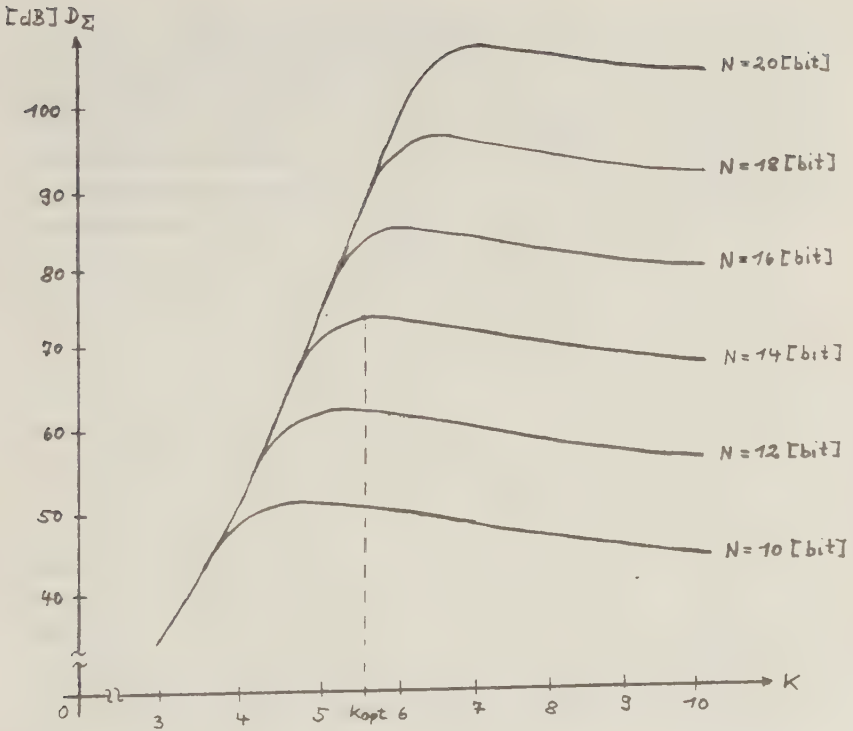


Bild 2-14 Summendynamik D_{Σ} von Quantisierungs- und Begrenzungsrauschen als Funktion der ADU-Wortlänge N und des Aussteuerungsfaktors K

$$D_{Q\Sigma} = D_Q - 20 \log K \approx 6N - (7,8 + 20 \log K) \text{ [dB]} \quad (2-83)$$

Unter Berücksichtigung sämtlicher realer Fehlereinflüsse wird somit für den DE-ADU eine optimale Wortlänge $N_{opt} \approx 16$ bit empfohlen, um so den optimalen Bereich $D_{opt} \approx 75$ dB analoger Empfänger (Kap. 2) gleichwertig nachbilden zu können.

2.4 Folgerungen für die A/D-Umsetzungsverfahren

Die Bandbreite $B \approx 30$ MHz des Kurzwellenempfangsbereiches und der optimale dynamische Bereich $D_{\text{opt}} \approx 75$ dB der gegenwärtigen kommerziellen Empfänger (Kap. 2) stellen die charakteristischen Größen dar, nach denen die wesentlichen Kenngrößen der A/D-Umsetzung des digitalen Hochfrequenzempfängers hier bestimmt werden. Für eine aufwandsgünstige Tiefpaßabtastung (Kap. 2.1.3) mit Abtasthaltekreisen ist damit eine Abtastfrequenz $f_A \approx 100$ MHz erforderlich. Hierbei sollte der effektive Apertur-Jitter $t_{\text{ap}} < 5,5$ ps der realen Abtastung (Kap. 2.1.2) betragen. Der geforderte dynamische Bereich $D_0 = D_{\text{opt}} \approx 75$ dB für die A/D-Umsetzung kann dann mit einer Wortlänge von mindestens $N_{\text{min}} = 14$ bit - als Optimum ergeben sich $N_{\text{opt}} \approx 16$ bit (Kap. 2.3.2) - durch die Quantisierung erfüllt werden.

Damit kommen für den digitalen Empfänger nur diejenigen direkten Verfahrensklassen /23/ in Frage, die die höchste Umsetzungsgeschwindigkeit bei zugleich großer Genauigkeit und Linearität versprechen. Darunter fallen alle nicht-rekursiven Methoden und deren Kombinationen. Mit der Ausnahme der reinen Parallel-ADU stellen sie die Klasse der vorzugsweise synchronen Kaskadenumsetzer ("Pipeline-Umsetzer") dar. Dagegen ist von den rekursiven Methoden praktisch nur die sukzessive Approximation und einige Varianten daraus von Bedeutung. Es sind also nur solche Umsetzungsverfahren zu suchen, die bei der technischen Ausführung einen hohen Grad von Parallelverarbeitung durch Synchronbetrieb ermöglichen und einen minimalen Aufwand an kritischen ADU-Komponenten (Abtasthaltekreise, Verstärker, spezielle D/A-Umsetzer usw.) aufweisen. Darunter fallen alle diejenigen direkten Umsetzungsverfahren, die unter bestimmten Bedingungen ohne Abtasthaltekreise auskommen können. Dazu sind auch diejenigen A/D-Umsetzer zu zählen, die nach dem sogenannten "Faltungungsverfahren" /24/ arbeiten und die Informationscodierung im Gray-Code durchführen.

3 GEEIGNETE A/D-UMSETZUNGSVERFAHREN

Die mathematische Grundlage der Amplitudenquantisierung ist die Division (Kap. 2.2). Für die Ausführungsarten dieser Division nach Gl. (2-51) und Gl. (2-57) durch A/D-Umsetzer können nun verschiedene Divisionalgorithmen herangezogen werden, die ihrerseits verschiedene technische Realisierungen bedingen. Die direkten Umsetzungsverfahren /23/ lassen sich dabei in die zwei Hauptklassen /16/ der nichtrekursiven und rekursiven Verfahren einteilen.

Eine weitere Klassifizierung in zwei unabhängige Unterklassen, sowohl bei den rekursiven als auch nichtrekursiven Verfahren, ist möglich. So kann bei dem rekursiven Hauptverfahren zwischen den Divisionsalgorithmen:

1. der fortgesetzten Division mit dem ganzzahligen Vielfachen $i \cdot q$ des ADU-Inkrementes q (Sägezahn-, Rampen-, bzw. Servoumsetzer) und
2. der fortgesetzten Division nach der Stellenwertigkeit d^k (Potenzen k) der Codierung d , Gl. (2-50), der (ganzen) Zahl z (Sukzessive Approximation bzw. Wägeverfahren)

unterschieden werden. Die Untergliederung der nichtrekursiven Verfahren ist durch die Divisionsalgorithmen:

1. der gleichzeitigen Division mit allen ganzzahligen Vielfachen $n_i = i \cdot q$ ($i \leq 2^N$) des ADU-Inkrementes q (Parallelumsetzer) und
2. der fortgesetzten Division nach der Stellenwertigkeit d^k (Potenzen k) der Codierung d der (ganzen) Zahl z (Synchrone oder asynchrone Kaskadenumsetzer, Bit-für Bit-Kaskadenumsetzer, "Ripple-A/D-Umsetzer")

gekennzeichnet.

Für die hochauflösenden A/D-Umsetzungen im Hochfrequenzbereich lassen sich aus den vier rekursiven-, bzw. nichtrekursiven Grundverfahren nahezu beliebige Kombinationen dieser Verfahren zu neuen ADU-Systemen zusammenstellen.

Man kann also ein kombiniertes A/D-Umsetzungsverfahren so auswählen, daß es bezüglich Auflösung, Genauigkeit, Geschwindigkeit und Aufwand optimal wird. Dazu sind aber noch die technologischen und schaltungstechnischen Möglichkeiten der Schnittstellenrealisierung zwischen den ADU-Stufen bzw. Unter-A/D-Umsetzern voll einzubeziehen. Von besonderer Bedeutung sind deshalb für den digitalen Empfänger drei Systemklassen:

1. das rekursive Wägeverfahren mit Parallelumsetzungen von Bitklassen (Klassen der Länge L bit $< N$ bit),
2. das vollständige Parallelverfahren, sowie
3. das mehrstufige Kaskadenverfahren mit parallelen Umsetzern.

Ebenfalls stellt hierbei die Erforderlichkeit von Abtasthaltekreisen einen wesentlichen Punkt der technischen Realisierbarkeit dieser Verfahren dar. In den nächsten Abschnitten wird dies näher untersucht.

3.1 A/D-Umsetzer mit Abtasthaltekreisen

Die Notwendigkeit der Signalabtastung nach Gl. (2-1) durch Abtasthaltekreise ist keinesfalls von vornherein gegeben. Im Rahmen der Fehlerbilanz /25/ des entsprechenden A/D-Umsetzungsverfahrens kann unter bestimmten Bedingungen der A/D-Umsetzer die "Abtast-Halte-Funktion" selbst übernehmen. Je nach Ausführungsform des Divisionalalgorithmuses sind dann folgende Bedingungen einzuhalten:

1. Bei allen rekursiven Verfahren ist die maximal zulässige Amplitudenänderung Δx_{amax} des Eingangssignales $x(t)$ während der Umsetzzeit T_{um} des ADUs auf $\Delta x_{\text{amax}} = q$, Gl. (2-30), zu begrenzen. Damit gilt bei sinusförmiger Signalaussteuerung des ADUs für die höchste Frequenz $f_{0\text{max}}$ mit der Amplitude $A_{0/2}$

$$f_{0\text{max}} = \frac{q}{A_0 \cdot \gamma \cdot T_{\text{um}}} \quad (3-1)$$

bei einer zusätzlichen Fehlerschranke $\pm \frac{1}{2} q$, die ohnehin jedem technischen A/D-Umsetzer (Kap. 2.2.2) zugestanden wird.

2. Bei denjenigen nichtrekursiven Verfahren, die der Zusatzbedingung der gleichzeitigen oder zumindest um eine konstante Aperturzeit T_A in gleicher Weise verzögerten Ausführung aller notwendigen Divisionsschritte zur Bildung des Codewortes z gehorchen (Parallelumsetzer, "Pipeline-Kaskadenumsetzer"), kann der Abtasthaltekreis entfallen. Dafür muß auf der digitalen Seite die Information zu äquidistanten Zeitpunkten zur Weiterverarbeitung ausgegeben werden. Dies ist in der Literatur, z.B. /26/, als sogenannte "digitale Abtastung" bekannt. Hierbei ist die Bedingung des Apertur-Jitters t_{ap} nach Gl. (2-39) auf die Gleichzeitigkeit bzw. zeitliche Konstanz (Dauer) der einzelnen, parallel ablaufenden Umsetzungsschritte anzuwenden. Nur dann wird die höchstmögliche Abtastfrequenz

$$f_{Amax} < \frac{1}{T_{um}} \leq \frac{1}{t_q} \quad (3-2)$$

durch die Umsetzungszeit T_{um} bzw. Dauer t_q eines einzigen Divisionsschrittes bestimmt.

Infolge der hohen Abtastfrequenz von $f_A \approx 100$ MHz, die bei dem digitalen Empfänger vorliegt, lassen sich in der technischen Realisierung alle rekursiven Verfahren, Gl. (3-1), sowie alle nichtrekursiven und zugleich asynchronen Verfahren, Gl. (3-2), zur Einhaltung der ADU-Genauigkeitsforderungen, Gl. (2-54), nur mit Abtasthaltekreisen betreiben.

3.1.1 Rekursive Verfahren

Unter den rekursiven Verfahren stellt wohl die sukzessive Approximation nach Bild 3-1 in der technischen Realisierung das Optimum zwischen minimalem technischen Aufwand und hoher Umsetzungsgeschwindigkeit bei gleichzeitig großer Genauigkeit dar. Indem bei jedem Divisionsschritt der gleiche Komparator den Vergleich ausführt, tragen nur dessen Offsetfehler zum Gesamtoffset der Umsetzung bei. Der Divisionsalgorithmus /16/ kann unter Verwendung der Normierung des Aussteuerbereichs

$$|\Delta x_{AD}|_{\max} = 1 \quad \text{für} \quad 0 \leq x < 1 \quad (3-3)$$

durch die Rekursionsformel

$$z_i = \text{int} \left[\frac{1}{q_i} \left(x - \sum_{k=0}^{i-1} z_k \cdot q_k \right) \right] \quad (3-4)$$

je Rekursionsschritt i und mit den Umsetzungsgewichten (Wertigkeiten)

$$q_i = 2^{N-(i+1)} \quad \text{bzw.} \quad q_k = 2^{N-(k+1)} \quad (3-5)$$

beschrieben werden. Es laufen also je Umsetzungsschritt i bzw. Rekursionsschritt i folgende drei Rechenoperationen ab:

1. Division des Klammerausdrucks $y_i = \left(x - \sum_{k=0}^{i-1} z_k \cdot q_k \right)$ durch die Größe q_i mittels Komparator

$$z_i = \text{int} \frac{y_i}{q_i} = \text{int} \left[\frac{(\dots)}{q_i} \right], \quad (3-6)$$

2. Multiplikation und Summation mittels Rück-D/A-Umsetzer

$$u_i = \sum_{k=0}^{i-1} z_k \cdot q_k, \quad (3-7)$$

3. Analoge Subtraktion mittels Verstärker (oder Komparator)

$$y_i = x - u_i \quad (3-8)$$

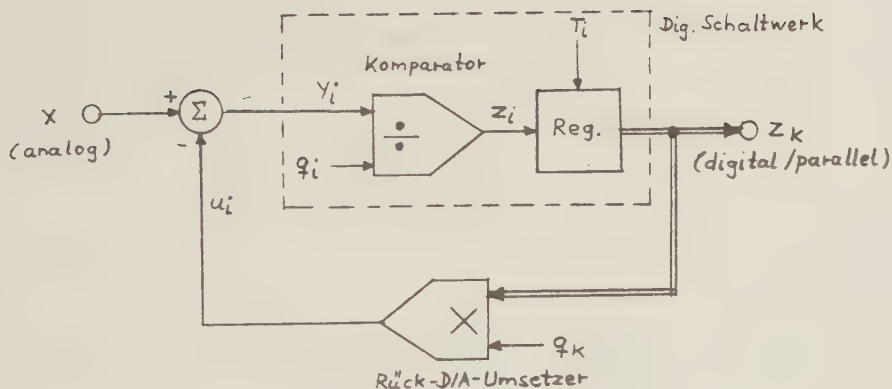


Bild 3-1 Sukzessive Approximation als rekursive Division in N Schritten

Da jedoch die N Bits dieser rein seriellen Umsetzung durch N Schritte gewonnen werden, wobei je Schritt diese drei Rechenoperationen in der Zeit t_q auszuführen sind, stellt dieses das langsamste der sehr schnellen A/D-Umsetzverfahren dar. Berücksichtigt man noch den vorgeschalteten Abtasthaltekreis, so benötigt dadurch die sukzessive Approximation $N+1$ oder $N+2$ Verarbeitungsschritte pro vollständiger Umsetzung. Der damit verbundene Zeitbedarf T_{um} dieser Umsetzung - für $N = 14$ bit und $t_q = 10$ ns ergibt sich $T_{um} = 150$ bis 160 ns - ist für die Anwendung beim digitalen Empfänger zu groß. Dagegen kann eine Variante der sukzessiven Approximation, die sukzessive Approximation durch Bitklassen mit parallelen Unter-A/D-Umsetzern ("Serial-Parallel Feedback A/D-Converter") nach Bild 3-2 die erforderliche Geschwindigkeitssteigerung bringen.

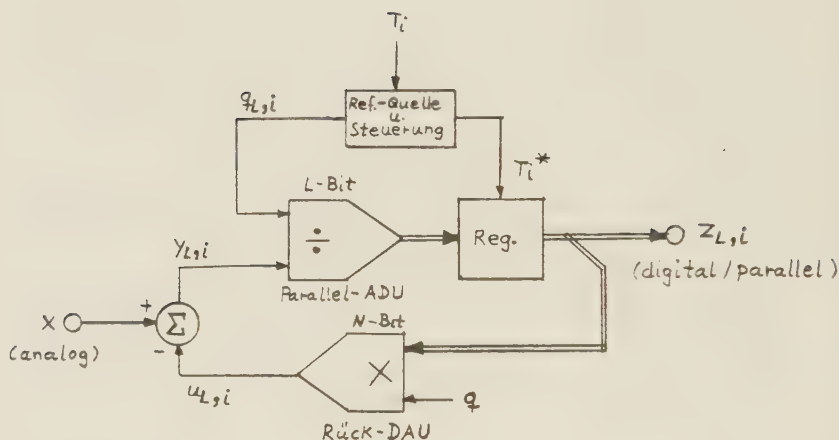


Bild 3-2 Sukzessive Approximation durch Bitklassen mit parallelen Unter-A/D-Umsetzern

Pro Rekursionsschritt i werden jeweils L Unterbits gleichzeitig, d.h. durch Parallelumsetzung gebildet. Statt N Umsetzschritte werden bei dieser bitklassenweisen, sukzessiven Approximation für x mit dem Ergebnis z (im Binärkode angenommen)

$$z = \sum_{i=1}^{N/L} z_{L,i} \cdot 2^{-i \cdot L} \quad \text{und} \quad z_{L,i} = \text{int} \frac{y_{L,i}}{q_{L,i}} \quad (3-9)$$

nur N/L Umsetzschritte benötigt. Um einen zeitintensiven, umschaltbaren Verstärker in der Rekursionsschleife zu vermeiden, müssen dafür die Referenzen $q_{L,i}$ am Parallelumsetzer geschaltet werden. Das bedingt natürlich erhöhte Genauigkeitsanforderungen an Schalter und Komparatoren. Außerdem können, wie auch bei der einfachen sukzessiven Approximation, die Komparatoreingänge die pro Schritt i notwendige Subtraktion

$$y_{L,i} = x - u_{L,i} \quad (3-10)$$

selbst ausführen. Dann kann ein Summationsverstärker ganz entfallen.

Unter Verwendung der Korrekturwerteadditionen (siehe Kap. 5.2) durch überlappende und folglich redundante Wertebereiche der Zahl $z / 2^i$, bringt bereits die überlappende sukzessive Approximation mit Doppelkomparator nach Bild 3-3 beachtliche Genauigkeits- bzw. Geschwindigkeitsvorteile.

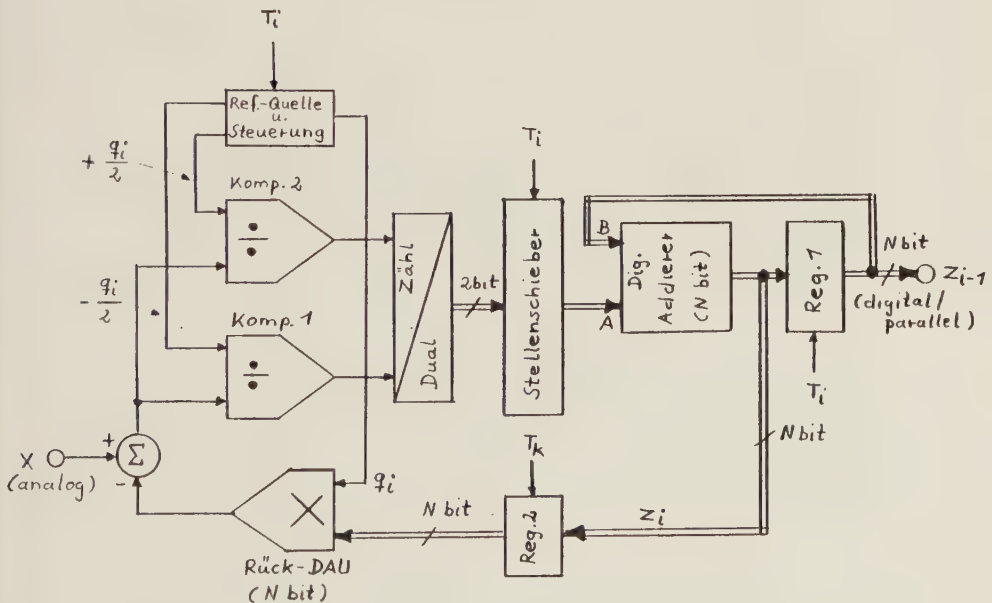


Bild 3-3 Überlappende sukzessive Approximation mit Doppelkomparator

Bei der sukzessiven Approximation mit Doppelkomparator - statt jetzt drei Entscheidungsbereiche - wird jeweils pro Rekursionsschritt i eine Wertebereichüberlappung von $1d3 - 1 = 0,58$ Bit erreicht. Dabei hat ein Stellenverschiebungsregister oder Multiplexer für das stellenrichtige Anliegen der Summanden A und B am Addierer und der Daten z_i am Register 2 für die Rückumsetzung durch den DAU zu sorgen.

Der entscheidende Vorteil dieses Verfahrens gegenüber Verfahren ohne Überlappungsaddition liegt darin, daß Fehler bei der Bestimmung der Zahl z_{i-1} von 33 % noch korrigiert werden. An den einzelnen Analogbausteinen muß daher nicht das Einschwingen pro Umsetzungsschritt i auf den vollgenauen Endwert abgewartet werden, vielmehr genügt das Erreichen von 33 % des Endwertes zur Auswertung. Damit ist für diese sukzessive Approximation eine erhebliche Geschwindigkeitssteigerung - ca. um den Faktor 3 kleinere Umsetzzeit T_{um} von ca. 40 ns im Fall des DE-ADUs - möglich.

Doch haftet diesem und damit allen rekursiven Hauptverfahren ein schwerwiegender Nachteil an. Die Methoden der analogen Zwischenspeicherungen und Verzögerungen bei den synchronen Kaskadenumsetzern ("Pipeline-ADU"), die "pseudoparallele Umsetzungen" /28/ ermöglichen, sind hier zur Geschwindigkeitssteigerung nicht anwendbar.

3.1.2 Spezielle nichtrekursive Verfahren

Alle nichtrekursiven Verfahren sind bezüglich der Umsetzungsgeschwindigkeit der einfachen sukzessiven Approximation, die nach Kap. 3.1.1 für den DE-ADU ein zu langsames Verfahren darstellt, überlegen, erfordern aber dafür in der Regel einen wesentlich größeren schaltungstechnischen Aufwand. Davon benötigen vor allem die asynchronen, mehrstufigen Kaskadenumsetzer /29/ mit parallelen Unterumsetzern (Serial-Parallel Feed Forward A/D-Converter)

Abtasthaltekreise. Gegenüber den rekursiven Methoden wird hier der Divisionsalgorithmus der Gl. (3-4) nicht in einer Rechenschleife sondern in einer Ketten- oder Baumschaltung /30/ abgearbeitet. Wegen des vollkommen asynchronen Umsetzungsablaufes werden sie deshalb auch als "Ripple-Converter" bezeichnet. Hierbei können nach Bild 3-4 pro Umsetzungs-schritt i bzw. je Stufe i entweder nur ein Bit oder mehrere Bits - Bitklassen - gleichzeitig ermittelt werden.

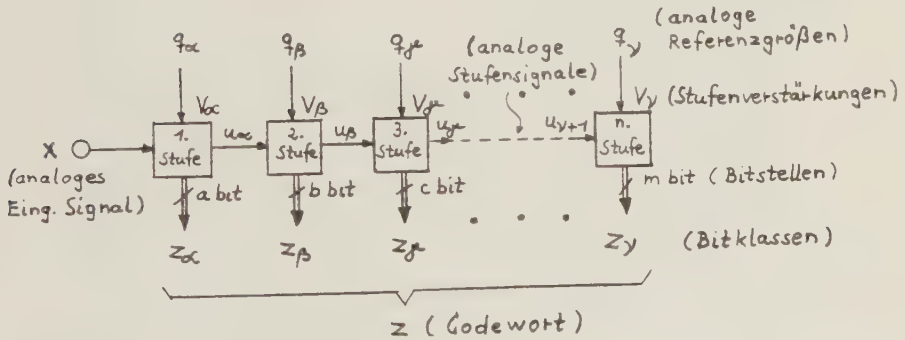


Bild 3-4 Kaskadenumsetzer mit n Bitklassen-Entscheidungsstufen

Unter Zugrundelegung einer Codierung d im Binärkode, Gl. (2-50), sind damit diese Umsetzungen durch die Gleichungen

$$z = \text{int} \frac{X}{q_y} \quad \text{mit} \quad q_y = A_0 \cdot 2^{-N}, \quad (3-11)$$

$$z = z_\alpha \cdot 2^{-\alpha} + z_\beta \cdot 2^{-\beta} + z_\gamma \cdot 2^{-\gamma} + \dots + z_y \cdot 2^{-y} \quad (3-12)$$

darstellbar. Dabei gelten für die einzelnen Stufendivisoren in Abhängigkeit der Stellenzahl der einzelnen Stufenzahl z_α , z_β , z_γ , ..., z_ν ,

$$q_\alpha = q_\nu \cdot 2^{\nu-\alpha}, \quad q_\beta = q_\nu \cdot 2^{\nu-(\alpha+\beta)}, \quad q_\gamma = q_\nu \cdot 2^{\nu-(\alpha+\beta+\gamma)} \quad (3-13)$$

bei einer Stufenverstärkung $V_\alpha = V_\beta = V_\gamma = V_\nu = V_{\text{Allg.}} = 1$. Die Bits (Stellenwerte) der einzelnen Bitklassen der Stufenzahlen z_α , z_β , z_γ , ..., z_ν , werden durch Parallelumsetzer ermittelt. Daraus folgt die gesamte Bitstellenzahl N dieses Kaskadenumsetzers zu

$$N = a + b + c + \dots + m, \quad (3-14)$$

wobei keine Wertebereichsüberlappungen der Stufenzahlen vorausgesetzt werden. Als Umsetzer sind hier auch Umsetzungsstufen geeignet, die nach dem parallelen Faltungsverfahren (Kap. 3.3) arbeiten. Die "Kaskadierung" der einzelnen Umsetzungsabschnitte erfolgt also hier seriell. Ebenso sind für die technische Realisierung die Ausführungsformen der Stufenschnittstellen von großer Bedeutung. So können unter bestimmten Voraussetzungen durch die Wahl von geeigneten Stufendivisoren, q_α bis q_ν , die Verstärker V_α bis V_ν teilweise oder ganz entfallen. Dies ist weitgehend eine Frage von Aussteuerung, Auflösung und Rauschpegel an diesen Stellen.

Eine weitere Schaltungsvereinfachung ist möglich, indem die Aufgaben der analogen Subtraktionen nach Gl. (3-8) je Stufe die parallelen Unter-A/D-Umsetzer unter Einsparung des Summationsverstärkers selbst übernehmen. Hierzu werden die rückumgesetzten analogen Zwischensignale u_α bis u_ν , Gl. (3-7), der Stufen als Referenzsignale an die Komparatoren des entsprechenden Parallel-ADUS potentialfrei ("schwimmend") angelegt. Den zweiten Eingängen der Komparatoren muß dann das Eingangssignal x zur Subtraktion und Division direkt zugeführt werden.

Auch hier schränken die Signal-Störabstände, die Gleichtaktunterdrückungen und die Auflösungen der Komparatoren die Verwendung dieser Schnittstellen-Variante ein. Einen weiteren Geschwindigkeits- und Genauigkeitsvorteil für die Unter-A/D-Umsetzer und Rück-D/A-Umsetzer bringen die sogenannten "Linear-ADU" bzw. "Linear-DAU". Darüber wird in Kap. 3.2.1 und 6.3.1 mehr berichtet sowie in Kap. 3.4 ein Realisierungsvorschlag einer dreistufigen ADU-Kaskade aufgeführt.

3.2 A/D-Umsetzer vorzugsweise ohne Abtasthaltekreise

In fast allen Fällen ist bei der technischen Realisierung der Abtasthaltekreis (Kap. 2.1.2), mit Ausnahme der Amplitudenquantisierung selbst, das problematischste Glied in der A/D-Umsetzungskette. Deshalb sind für den Anwender diejenigen Umsetzungsverfahren, die keinen vorgeschalteten Abtasthaltekreis benötigen, von besonderem Interesse. Diese Umsetzungsverfahren müssen aber dann die Bedingungen der Gl. (3-1) bzw. Gl. (3-2) erfüllen. Somit kommen für den Betrieb ohne Abtasthaltekreise zur Abtastung des Eingangssignales $x(t)$ beim digitalen Empfänger nur spezielle nichtrekursive Hauptverfahren, die rein parallelen Verfahren und die synchronen Kaskadenumsetzer ("Pipeline-Kaskaden"), in Verbindung mit der sogenannten "digitalen Abtastung" (Kap. 3.1) durch Flip-Flops oder Register in Frage.

3.2.1 Parallele Verfahren

Da das rein parallele Umsetzungsverfahren das denkbar schnellste Verfahren darstellt, sollte es - trotz seines maximalen, schaltungstechnischen Aufwandes von mindestens $2^N - 1$ Komparatoren - wenigstens in Form von Unterumsetzern in den ADU-Systemen des digitalen Empfängers Verwendung finden. Zur Unterscheidung des parallelen Verfahrens von den Kaskadenverfahren in der Klasse der nichtrekursiven Verfahren /16/ wird es auch als die "wertparallele Umsetzung" bezeichnet. Dadurch sind dann die Kaskadenumsetzer

durch die "bitserielle Umsetzung" gekennzeichnet. Anhand von Bild 3-5 wird die Arbeitsweise der parallelen Umsetzung mit "digitaler Abtastung" aufgezeigt.

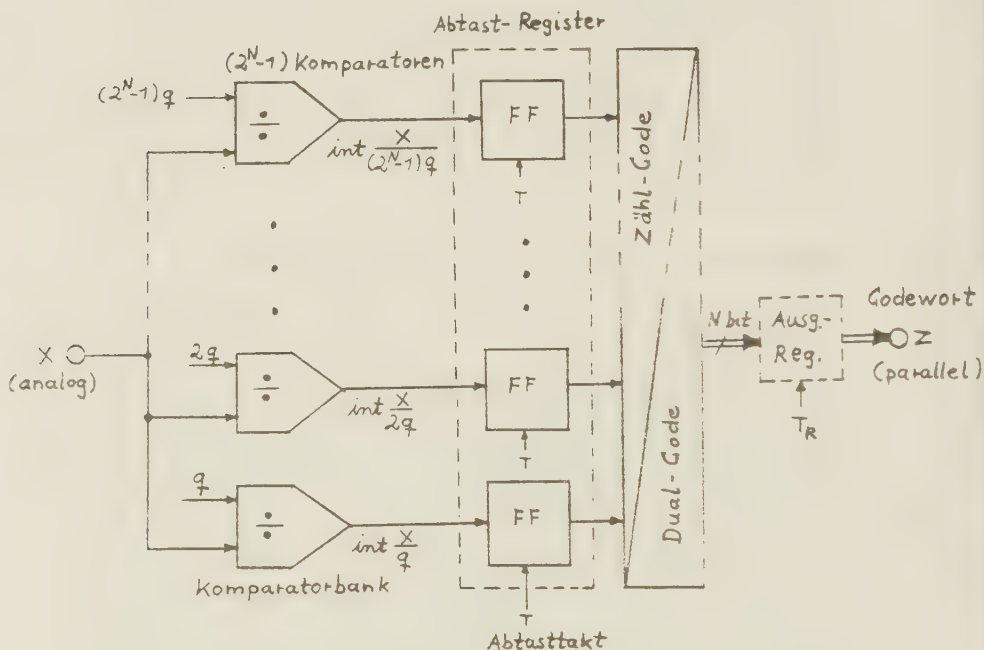


Bild 3-5 N-Bit paralleler A/D-Umsetzer mit digitalem Abtaster

Zur Gewinnung des ganzzahligen Quotienten z (Stufenzahl) wird die normierte analoge Eingangsgröße x , Gl. (3-3), durch alle ganzzahligen n -Vielfache des Inkrementes q gleichzeitig geteilt und diejenige Zahl n als Umsetzungsergebniscode z (über ein Ausgabe-Register) herausgegeben, die der Bedingung

$$z = n \quad \text{für} \quad 1 - \frac{q}{2} \leq \frac{x}{q \cdot n} < 1 + \frac{q}{2} \quad (3-15)$$

mit $n = 1, 2, 3, \dots, 2^N-1$ genügt.

Die digitale Abtastung erfolgt hier durch die Synchronisation des Datenflusses (Zählcode) mit dem Abtasttakt T im Abtast-Register nach der Komparatorbank. Bei einigen bekannten technischen Realisierungen (z.B. /31/) wird die digitale Abtastfunktion durch integrierte "Latches" von den Komparatoren - als Abtastkomparatoren bezeichnet - selbst ausgeführt. Im Zusammenwirken mit sogenannten "Linear-DAU" (Kap. 6.3.1) kann der Codierer vom Zähl- in den Dual-Code für die analoge Signalweiterverarbeitung entfallen. Damit wird gegenüber der üblichen bitparallelen Ausgabe der Datenstrom $z(t)$ jetzt am Ausgang wertparallel ausgegeben. Diese Konfiguration, die auch als "Linear-ADU" bezeichnet wird, nutzt damit die minimal mögliche Umsetzzeit des parallelen Verfahrens voll aus.

Außerdem ermöglicht das parallele Verfahren eine Erweiterung seiner Auflösung q und seines Aussteuerbereiches $|\Delta x|_{\max}$ durch "parallele Kaskadierung" (z.B. /32/). Hierbei werden gleiche Parallelumsetzer unter Verwendung zusätzlicher Überlaufbits und einer Zusatzcodierlogik direkt parallel geschaltet. Doch müssen dann die Auflösungen q_k der einzelnen Umsetzer der erforderlichen höheren Genauigkeit der gesamten Parallelschaltung genügen.

3.2.2 Synchrone Kaskaden

Synchrone ADU-Kaskaden arbeiten nach dem "Pipelining-Verfahren" /33/, das bei der Signalverarbeitung häufig zur Steigerung der Verarbeitungsraten bzw. zur Reduzierung des Aufwandes an technischen Parallelschaltungen angewendet wird. Für den Einsatz des "Pipelining-Verfahrens", bei dem es sich grundsätzlich um eine Methode zur Aufwands/Geschwindigkeits-Optimierung durch "Pseudo-Parallelverarbeitung" /34/ handelt, müssen aber folgende Randbedingungen erfüllt sein:

1. Die Gesamtfunktion, hier die Quantisierung von x , muß in einzelne voneinander unabhängig durchführbare Teilschritte (Operationen) zerlegbar sein.
2. Diese Teilschritte müssen in gleichen Zeitabständen, d.h. taktsynchron, durchführbar sein.

Aus 1. und 2. folgt, daß diese Teilschritte gleichzeitig parallel durchführbar sind.

3. Die Ergebnisse der einzelnen Teiloperationen müssen zwischenspeicherbar sein zur taktsynchronen Trennung der Einzeloperationen sowie zum Zeitausgleich an Schnittstellen zwischen paralleler und serieller Abarbeitung.
4. Mit jedem Takt (Zeitabschnitt) wird eine Gesamtoperation abgeschlossen, d.h. die Datenraten am Eingang und Ausgang des Systems sind gleich.

Damit werden zur Signalverzögerung bei der Anwendung dieser Methode auf die Klasse der nichtrekursiven A/D-Umsetzer sowohl digitale als auch analoge Zwischenspeicher benötigt. Einen geeigneten analogen Zwischenspeicher stellt der Abtasthaltekreis (Kap. 6.2.2) dar. Hier sollen aber Pipeline-ADU-Verfahren aufgezeigt werden, bei denen die Abtasthaltekreise ganz oder teilweise durch Signalverzögerungselemente konstanter Laufzeit, z.B. HF-Leitungen, ersetzt werden können. Diese Verzögerungselemente konstanter Signallaufzeit - die Konstanz der Laufzeit muß dann der Aperturjitterbedingungen nach Gl. (2-39) des entsprechenden Zwischensignales genügen - bedingen aber eine entsprechende konstante Umsetzungsdauer $T_{u,i}$ der zugehörigen Kaskadenstufe i . Damit vergrößert sich die Umsetzungsfrequenz

$$f_{um} \leq n \cdot \frac{1}{T_u} \quad \text{mit} \quad (3-16)$$

$$T_u = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^m T_{u,i} \quad (3-17)$$

für einen solchen n -stufigen Kaskadenumsetzer um ein Vielfaches gegenüber der Umsetzungsfrequenz, die sich aus der Gesamtumsetzzeit $T_{um} = n \cdot T_u$ des Umsetzers allein ergeben würde. Das in Bild 3-6 dargestellte Verfahren eines n -stufigen "Pipeline-Kaskadenumsetzers" ohne Abtasthaltekreise mit parallelen Unterumsetzern (Pipeline-Serial-Parallel Feed Forward A/D-Converter) arbeitet durch die analoge Signalzwischenspeicherung mittels der angezapften Verzögerungsleitung T in einer Art von "Pseudo-Parallel-Betrieb". Die notwendige Signalabtastung wird durch "digitale Abtastung" (Kap. 3-1) von den einzelnen Unter-Parallel-ADU mit Abtastkomparatoren selbst ausgeführt (Abtasttakt T).

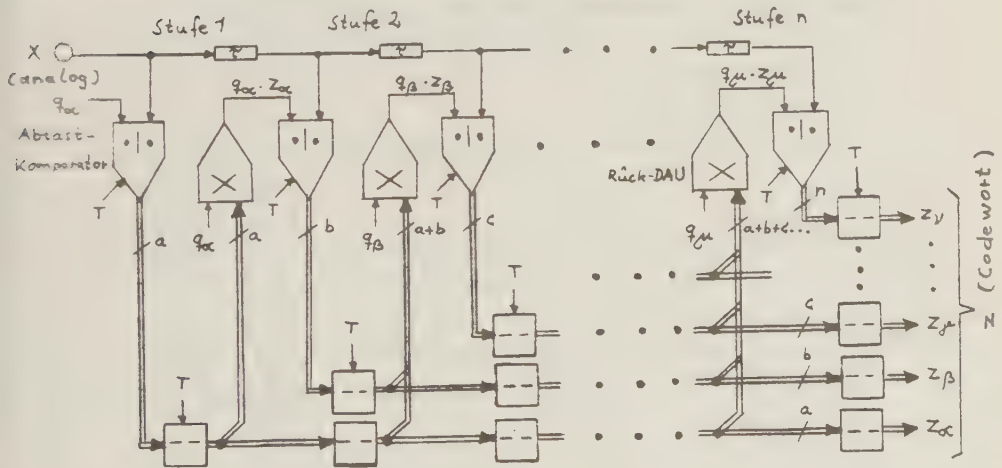


Bild 3-6 Pipeline-Kaskaden-ADU mit angezapfter Verzögerungsleitung

In diesem Fall sollte aus Gründen der Inkonstanz der Abarbeitungszeiten, insbesondere in den Rück-DAU und den Summationsverstärkern, am Signaleingang auf einen Abtasthaltekreis zur Abtastung von $x(t)$ nicht verzichtet werden. Dieses Pipeline-Verfahren wird z.B. bei einem 8 GHz/5 bit ADU /36/ in GaAs-Technologie angewandt, wobei die Signalverzögerungen durch die Laufzeiten der Signale in der Schaltung selbst gegeben sind.

Ebenfalls gründet sich der Schaltungsvorschlag in Kap. 3.4 auf dieses Verfahren, aber unter Verwendung von Abtasthaltekreisen. Dagegen wird bei den nachfolgenden Methoden, den sogenannten Faltungsmethoden /37/, ein schaltungstechnisches Konzept verwendet, das die Rück-D/A-Umsetzer und Summationsverstärker durch spezielle Nichtlinearverstärker ersetzt.

3.3 A/D-Umsetzer mit speziellen Nichtlinearverstärkern

3.3.1 Allgemeine Betrachtung

Das nach dem Parallelumsetzer (Kap. 3.2.1) schnellste Konzept für hochauflösende Umsetzer ist die Kaskade (Kap. 3.2.2), und sie kann wegen ihres viel geringeren Bauelemente-Aufwandes im Gegensatz zu jenem auch bei hoher Auflösung ($N \geq 12$ bit) eingesetzt werden. Nun ist zur technischen Realisierung solcher Kaskadenstufen eine besondere Schnittstellen-Variante sehr vorteilhaft, bei der im Rahmen des Divisionsalgorithmuses nach Gl. (3-4) die Aufgabe der Multiplikation mittels Rück-D/A-Umsetzer, Gl. (3-7), und der analogen Subtraktion (und Verstärkung) mittels Verstärker, Gl. (3-8), durch eine geeignete analoge Rechenschaltung bzw. durch einen nichtlinearen Verstärker anhand von Bild 3-8 ausgeführt wird.

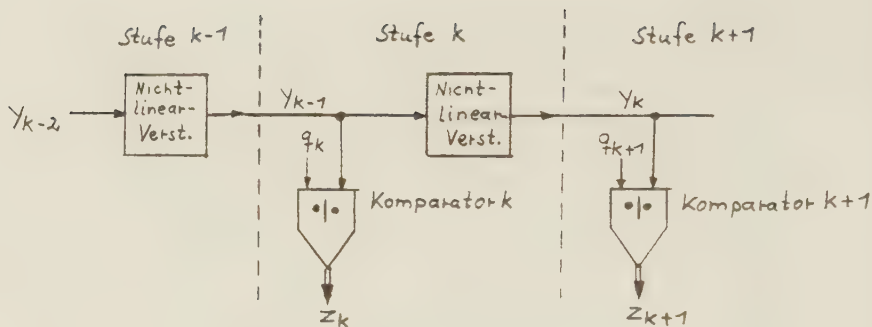


Bild 3-8 Kaskadenstufen mit nichtlinearen Verstärkern

Um die statische Übertragungsgleichung einer solchen nichtlinearen Verstärkerstufe k für die Bit-für-Bit-Kaskadenumsetzung nach Bild 3-9 im N -stelligen Dualcode d, Gl. (2-50) zu erhalten, wird die Rekursionsformel der Bit-für-Bit-Kaskade für das ADU-Eingangssignal x und für das digitale Ausgangssignal z_k der Kaskadenstufe k

$$z_k = \text{int} \left[\frac{1}{q_k} \left(x - \sum_{i=0}^{k-1} z_i \cdot q_i \right) \right] \quad \text{mit } q_k = q \cdot 2^{N-(k+1)} \quad (3-18)$$

nach dem analogen Stufenausgangssignal y_k der Stufe k

$$y_k = x - \sum_{i=0}^{k-1} z_i \cdot q_i \quad (3-19)$$

aufgelöst und ergibt mit

$$x = \sum_{k=0}^{N-1} y_k \quad (3-20)$$

das analoge Stufensignal y_k

$$y_k = y_{k-1} - z_k \cdot q_k \quad (3-21)$$

als Funktion von y_{k-1} , z_k , und q_k .

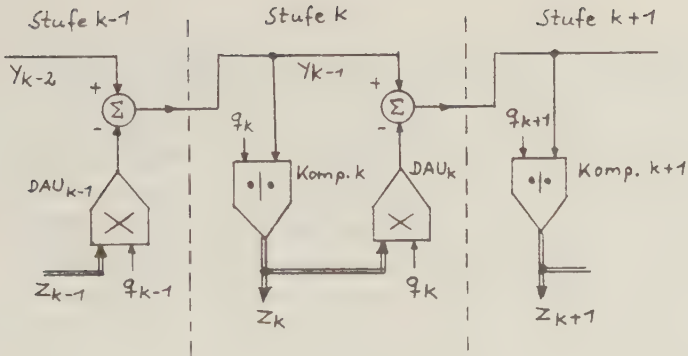


Bild 3-9 Signalübertragung einer 1 Bit-Kaskadenstufe

Unter Verwendung der Gleichung des Komparators,

$$Z_k = \text{int} \frac{Y_{k-1}}{q_k} = \begin{cases} 0 & \text{für } Y_{k-1} \leq q_k \\ 1 & \text{für } Y_{k-1} > q_k \end{cases}, \quad (3-22)$$

läßt sich die Kennliniengleichung der Signalübertragung,

$$Y_k = \begin{cases} Y_{k-1} & \text{für } Y_{k-1} \leq q_k \\ Y_{k-1} - q_k & \text{für } Y_{k-1} > q_k \end{cases}, \quad (3-23)$$

wie in Bild 3-10 dargestellt, angeben.

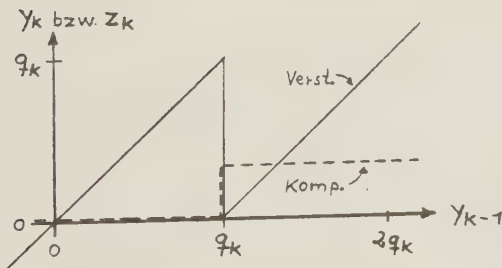


Bild 3-10 Übertragungskennlinie einer Stufe k für den Dual-Code

Diese Kennlinie beschreibt nun vollständig die analoge Signalverarbeitung einer unipolaren 1 Bit-Kaskadenstufe für die A/D-Umsetzung im Dualcode. Allerdings ist die technische Realisierung einer solchen "Sägezahn-Kennlinie" mit Verstärkerschaltungen schwierig und bringt wegen ihres hohen Gehalts an Oberschwingungen erhebliche Bandbreiten- und Genauigkeitsprobleme mit sich. Wie anschließend gezeigt wird, kann man diese Schwierigkeiten durch Verwendung des Gray-Codes anstatt des Dual-Codes stark vermindern.

3.3.2 Gray-Code-Faltungsverfahren

Durch die Darstellung der ADU-Daten z im Gray-Code g mit ihren Koeffizienten g_k bzw. z_k , infolge der verschachtelten Betragsstruktur /38/ des Gray-Codes

$$z = \sum_{k=0}^{N-1} (2^{-k} \cdot \bigoplus_{k=0}^{N-1} g_k), \quad \bigoplus = \text{Modulo-Addition}, \quad (3-24)$$

ergibt sich für die Verstärkerstufe der ADU-Kaskade eine Betragskennlinie.

Aus der Rekursionsformel der Bit-für-Bit-Umsetzung nach Gl. (3-18) läßt sich damit die statische Übertragungsgleichung einer Faltstufe k zu

$$y_k = y_{k-1} - 2(y_{k-1} - q_k) \cdot g_k \quad (3-25)$$

aufstellen und die dazugehörige Kennlinienfunktion gemäß nach Bild 3-11 gewinnen zu

$$y_k = \begin{cases} y_{k-1} & \text{für } y_{k-1} \leq q_k \\ 2q_k - y_{k-1} & \text{für } y_{k-1} > q_k \end{cases} \quad (3-26)$$

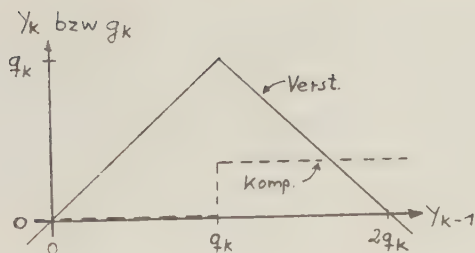


Bild 3-11 Übertragungskennlinie einer Stufe k für den Gray-Code

Um eine sinnvolle Kettenschaltung gemäß nach Bild 3-12 von solchen sogenannten "Faltverstärkern" /39/ zu ermöglichen, wird $q_k = 1/2$ für alle Stufen gesetzt und der jeweilige Aussteuerbereich "offsetverschoben". Damit erhält man zur Gleichspannung von 0V eine symmetrische und für jede Stufe k gleichartige Betragskennlinie

$$y_k = V_k (|y_{k-1}| - \frac{1}{4} |\Delta y_{k-1}|_{\max}) , \quad (3-27)$$

wobei V_k die Stufenverstärkung und $|\Delta y_{k-1}|_{\max}$ den linearen Aussteuerbereich der Stufe k-1 bedeuten. Anhand einer N-stufigen Gray-Code-Kaskade mit $V_k = 2$ wird dieser Sachverhalt in den Bildern 3-12 und 3-13 aufgezeigt.

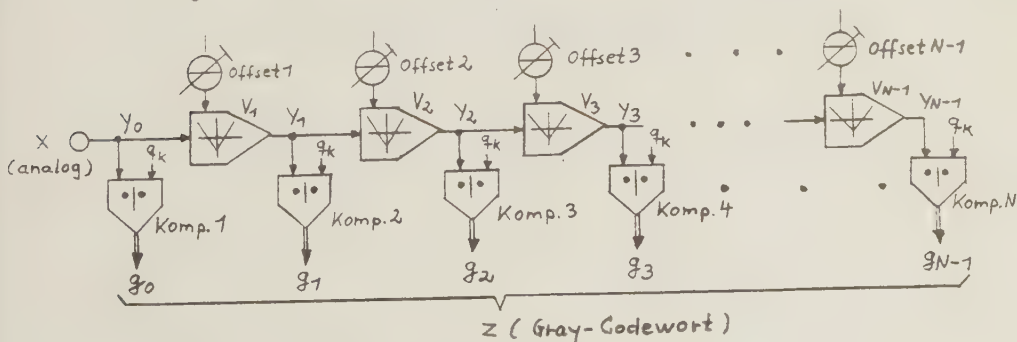


Bild 3-12 Serieller Falt-ADU (Falt-Kaskadenumsetzer)

Infolge der großen Signaldurchlaufzeit der N-1 Faltungsstufen ist für den ADU des digitalen Empfängers das serielle Faltungsverfahren in einer Kaskade möglicherweise noch zu langsam. Nun lassen sich aber auch Schaltungsanordnungen finden, die die Faltung als sogenannte "Multifaltung", /24/ und /40/, rein parallel ausführen. Damit können die Parallel-Umsetzer (Kap. 3.2.1) sowie die Unterumsetzer bei den Kaskadenverfahren (Kap. 3.1.2 und 3.2.2) durch diese Multifaltungsstufen ohne Verluste an Umsetzungsgeschwindigkeit bis zu einem Aufwandsumfang /41/, der in der Regel gegenüber den Parallel-Umsetzern um den Faktor 3 bis 6 geringer ist, ersetzt werden.

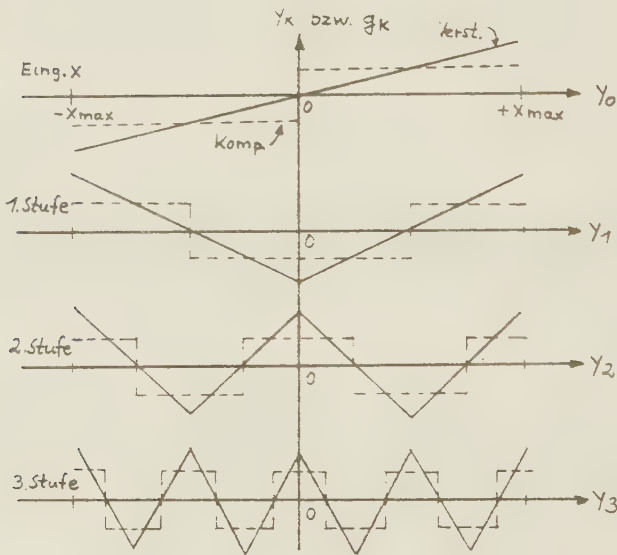


Bild 3-13 Kennlinie eines seriellen 4 Bit-Falt-ADUs
(Serielle Multifaltung)

So wird nach Bild 3-14 die parallele Faltung durch einen Multifaltungsgenerator, der durch (N-1)-fache analoge Ausgänge unterschiedlicher Stellenwertigkeit des Gray-Codes gekennzeichnet ist, oder durch einzelne parallelgeschaltete Multifaltungsstufen, Bild 3-15, mit jeweils einem analogen Signalausgang ausgeführt.

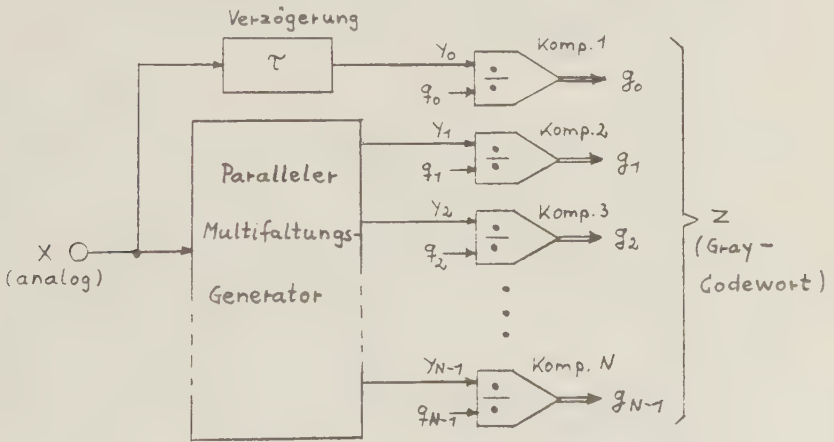


Bild 3-14 Paralleler Falt-ADU mit einem Multifaltungsgenerator und einzelnen Komparatoren

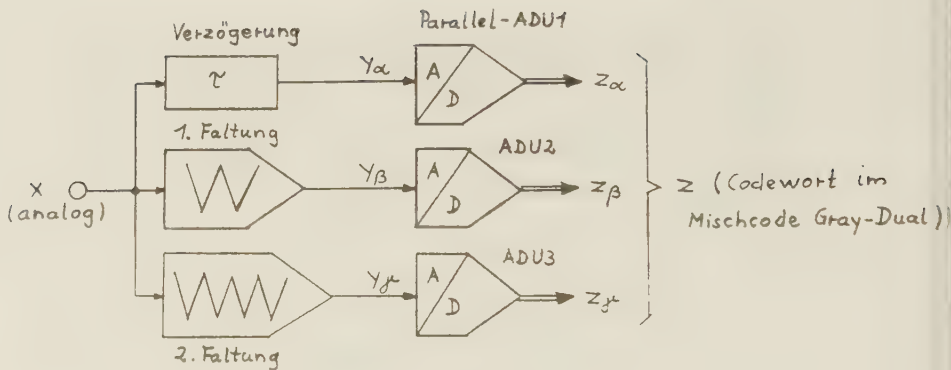


Bild 3-15 3-stufiger, paralleler Falt-ADU mit einzelnen Multifaltungsstufen und Parallel-Umsetzern

Entsprechend den rein parallelen Verfahren (Kap. 3.2.1) kann auch hier der Abtasthaltekreis am Signaleingang entfallen, wenn die Bedingungen der digitalen Abtastung der Gl. (2-39) und (3-2) erfüllbar sind.

Um nun die Bandbreitenanforderungen solcher Vielfachbetragskennlinien erheblich zu verringern und damit die A/D-Umsetzungsgeschwindigkeit zu erhöhen, kann man grundsätzlich diese Knickkennlinien durch stetige mathematische Funktionen annähern. Als geeignete Funktionen ergeben sich periodische oder teilperiodische Orthogonal-Funktionen /43/. Besonders günstig sind hierfür Tschebyscheff'sche Polynome /42/ nach dem Bildungsgesetz

$$T_n(x) = \cos(n \arccos x) \quad \text{für } x \leq 1, \quad (3-28)$$

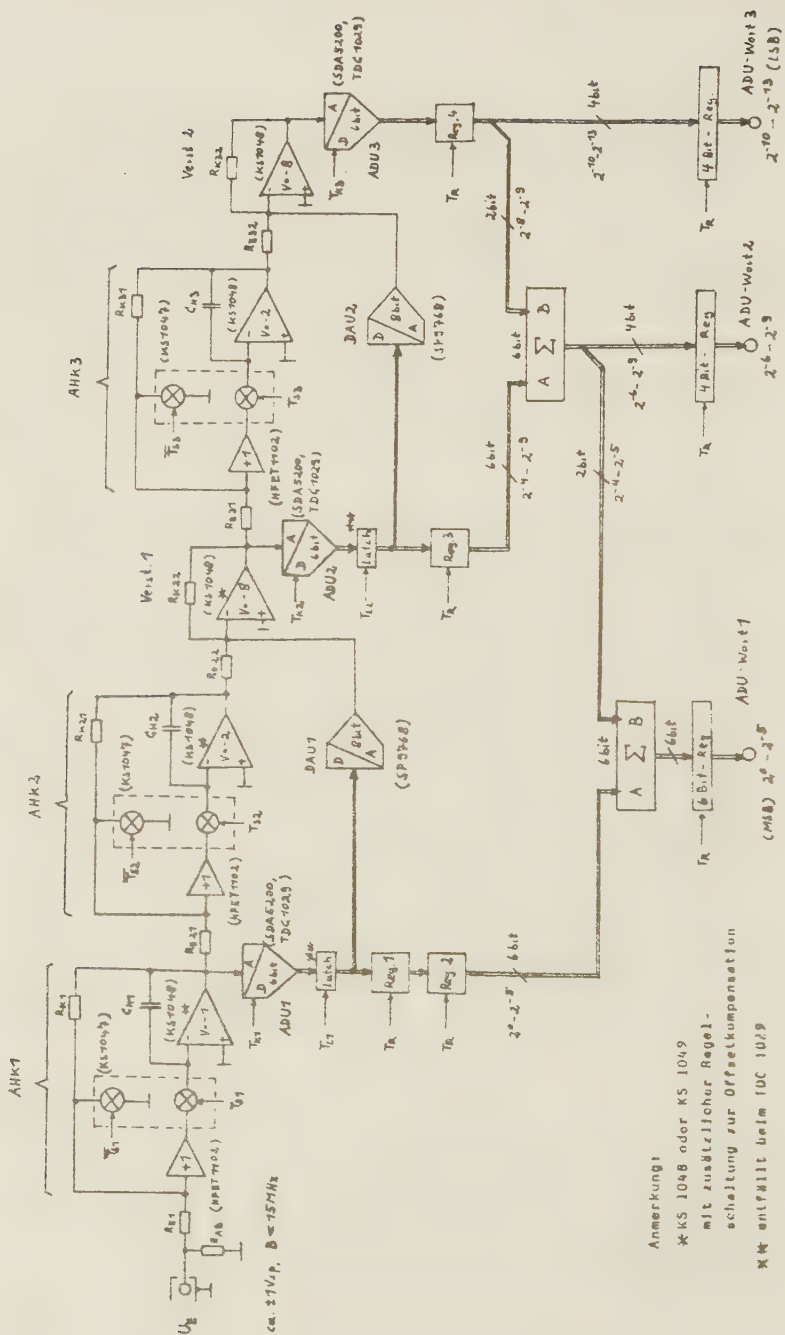
da sie durch einfache Vierquadrantenmultiplizierer und Summationsverstärker (Anhang A1) ausgeführt werden können. Daraus ergeben sich zur technischen Realisierung solcher Vielfachbetragskennlinien eine Vielzahl von Schaltungsmöglichkeiten. Eine neue Variante solcher Faltverstärker für die Verwendungsmöglichkeit beim ADU des digitalen Hochfrequenzempfängers wird in Kap. 6.1.2 näher beschrieben.

3.4 Realisierungsvorschlag für einen 30 MHz/14 bit A/D-Umsetzer nach dem Kaskadenverfahren

Für den A/D-Umsetzer des digitalen Hochfrequenzempfängers sind nach Kap. 3 drei Verfahrensklassen in die engere Wahl gezogen worden. Alle diese Verfahren, das Wägeverfahren mit Umsetzungen in Bitgruppen nach Bild 3-2, das reine Parallelverfahren nach Bild 3-5 und das Kaskadenverfahren mit parallelen Unterumsetzern oder Faltstufen nach Bild 3-4, besitzen ihre eigenen systemspezifischen und schaltungsspezifischen Schwierigkeiten bei der technischen Realisierung.

Das rekursive Wägeverfahren (sukzessive Approximation) einschließlich seiner Varianten ist zur Zeit infolge des großen Zeitbedarfs seiner kritischen Komponenten (Komparatoren, D/A-Umsetzer, Schalter) in der Rekursionsschleife des Umsetzungsvorganges gemäß Gl. (3-4) zu langsam ($T_{um} > 100 \text{ ns}$). Dagegen stellt das rein parallele Umsetzungsverfahren, insbesondere mit "digitaler Abtastung", das denkbar schnellste Verfahren dar, kann aber vor allem aus Aufwandsgründen - mindestens $2^N - 1$ Komparatoren - gegenwärtig für Wortlängen $N \geq 12$ bit nicht realisiert werden. Folglich kommen nur spezielle Kaskadenverfahren in Frage, die das Optimum bezüglich des technischen Aufwandes, der Umsetzungsgenauigkeit und der Umsetzungsgeschwindigkeit darstellen. Darunter fallen in erster Linie die synchronen Kaskaden (Pipeline-Kaskaden) mit parallelen Unterumsetzern nach den Bildern 3-6 und 3-7.

Hier wird nun anhand von Bild 3-16 ein gegenwärtig in hybrider Technologie realisierbarer, derartiger A/D-Umsetzer für eine Abtastfrequenz $f_A = 30 \text{ MHz}$ und eine ADU-Wortlänge $N = 14$ bit nach dem dreistufigen Kaskadenverfahren mit den Umsetzungsgleichungen (3-11), (3-12) und (3-13) vorgeschlagen.



Anmerkung:

KS 1048 oder KS 1049

mit zusätzlicher Regelschaltung zur Offsetkompensation

* entfällt beim TDC 1029

Bild 3-16 Ein 30 MHz/14 bit A/D-Umsetzer für den digitalen Frequenzer

Alle wesentlichen Komponenten sind hierbei zur Zeit käufliche Schaltkreise und Bauelemente. Damit erfolgt die eigentliche 14 Bit-Umsetzung durch drei sich um 2 Bit überlappende Bereiche mit drei gleichen 6 bit parallelen Unterumsetzern z.B. des Typs SDA 5010, SDA 5200 (Siemens) oder TDC 1029 (1RW). Für die Rück-Umsetzung zur Bildung des entsprechenden Quantisierungsrestsignals r_i nach Gl. (2-28) der Kaskadenstufe i sind insgesamt zwei 8 bit D/A-Umsetzer z.B. des Typs SP9768 (Plessey) vorgesehen. Da ihre 8 bit Genauigkeit für die 14 bit A/D-Umsetzung bei weitem nicht ausreichend ist, muß zur Korrektur ihrer Umsetzungsfehler noch ein adaptives, digitales Korrektursystem, wie z.B. im Kapitel 5.2.1 aufgeführt, dieser ADU-Kaskade nachgeschaltet werden. Die Signalabtastungen, die analogen Signalzwischenspeicherungen sowie Differenzverstärkungen der Restsignale r_i können dann durch spezielle Abtasthaltekreise und Verstärker mit Hilfe der Eigenentwicklungen, die in Kap. 6.1.1 und 6.2.1 vorgestellt werden, ausgeführt werden.

Nach Bild 3-16 besteht somit dieser ADU im wesentlichen aus drei ähnlichen Umsetzungsstufen und einem digitalen Additionsteil zur selbständigen 2 Bit-Überlappungskorrektur (siehe Kap. 5.2). Zur Abtastung, analoger Zwischenspeicherung, Signalsummation (Stromdifferenz) und Verstärkung ($V \leq 16$) wird jeweils ein spezieller rückgekoppelter Abtasthaltekreis unter Verwendung eines GaAs-FET-Verstärkers, der als Hybridschaltkreis unter der Bezeichnung KS1048 entwickelt wurde und eines ebenfalls als Hybridschaltkreis entwickelten Schottky-Diodenbrückenschalters mit der Bezeichnung KS1047 benutzt. Die Signalverzögerungen, die auf der analogen Seite durch die drei Abtasthaltekreise bedingt sind, werden auf der digitalen Seite durch entsprechende Register wieder ausgeglichen. Nach den nachfolgenden 2 Bit-Überlappungsbereichs-Additionen stehen die 14 Datenbits offsetkorrigiert am Ausgang der Register für eine weitere digitale Fehlerkorrektur und damit dann für die Weiterverarbeitung zur Verfügung.

Eine solche dreistufige Kaskade erfordert für ihren zeitlichen Ablauf die Steuertakte T_{S1} , T_{S2} , T_{S3} , T_{K1} , T_{K2} , T_{K3} , T_{L1} , T_{L2} , T_{L3} und T_R , geliefert von einer genauen und stabilen Taktsteuerung. Für diese Ablaufsteuerung nach Bild 3-17 werden ein ECL-Phasenregelkreis, der die Referenzfrequenz $f_R = 30$ MHz um den Faktor 4 vervielfacht, und ein 2 Bit-Ringzähler zur Erzeugung der 4 Taktphasen $Q1$, $\overline{Q1}$, $Q2$, $\overline{Q2}$ vorgeschlagen.

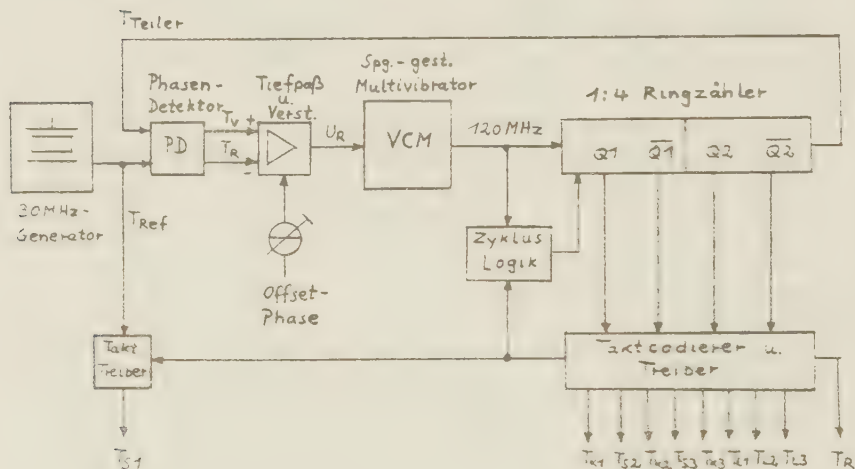


Bild 3-17 Taktgenerator für den 30 MHz/14 Bit-ADU

Dieser Ringzähler (Johnsonteiler) liefert die exakt synchronen Taktphasen (Taktphasengenerator) aus denen durch eine einfache Codierung die Steuertakte gewonnen werden. Um eine jitterarme Abtastung durch den Abtasthaltekreis gemäß der Bedingung Gl. (2-39) zu gewährleisten, wird der Abtasttakt T_{S1} direkt aus der Referenzfrequenz $f_{Ref} = 1/T_{Ref}$ abgeleitet, die von einem externen, rauscharmen und temperaturkompensierten 30 MHz-Quarzoszillator geliefert wird.

STAND DER TECHNIK

Betrachtet man die Fachliteratur und den Markt der schnellen A/D-Umsetzer, so gewinnt man zunächst den Eindruck, daß es eine verwirrend große Zahl von Umsetzungsprinzipien und dementsprechend viele Anbieter gibt. Bei näherer Betrachtung stellt sich dann aber heraus, daß lediglich eine beschränkte Anzahl von technischen Umsetzungsmethoden existiert und daher viele bis dahin bekannte unterschiedliche Schaltungen nur Ausführungsvarianten eines fundamentalen mathematischen Prinzips, nämlich Sonderfälle der Division (Kap. 3) sind. In ähnlicher Weise reduziert sich dann auch stark das Angebot an technischen ADU, wenn die speziellen Anforderungen der Breitband-Signalverarbeitung bezüglich des digitalen HF-Empfängers und der Video-Signalverarbeitung berücksichtigt werden.

Der Arbeitsfrequenzbereich B_{SV} sowohl für den A/D-Umsetzer zur Breitband-Signalverarbeitung als auch für den käuflichen A/D-Umsetzer zur Video-Signalverarbeitung erstreckt sich zur Zeit von ca. 1 MHz bis 140 MHz. Ein Unterschied infolge der verschiedenen Anwendungsfälle der beiden A/D-Umsetzerklassen besteht nur in der erforderlichen Auflösung und Quantisierungslinearität. So begnügt sich der sogenannte "Video-ADC" /44/ mit einer Wortlänge N von 4 bit $\leq N < 10$ bit bei verminderter differentieller und integrierender Linearität von weit unter 7 bit in der Nähe seiner oberen Signalbandbreitengrenze, d.h. sein dynamischer Bereich D_{qv} ist frequenzabhängig und eine entsprechende Verschlechterung bei $f_A/2$ wird in Kauf genommen. Demgegenüber müssen die sogenannten "Processing-ADC", insbesondere bei der Anwendung in einem digitalen Empfänger, eine Auflösung q - entsprechend einer Wortlänge $N \geq 14$ bit - bei einer mindestens ebensoguten Quantisierungslinearität nahezu konstant über ihren ganzen Arbeitsfrequenzbereich aufweisen.

Diese Linearität ist wegen der hochgenauen, linearen Filteroperationen (DFT, FFT) in den nachfolgenden Prozessorteilen unbedingt notwendig.

Nach den Ausführungen in Kap. 3 kommen für diese Familie der schnellen und zugleich hochauflösenden ADU gegenwärtig nur drei Verfahrensklassen in Frage, nämlich das rekursive Wägeverfahren mit einer Umsetzung in Bitgruppen pro interner Umsetzungstakt (Bild 3-2, Sukzessive Approximation von Bitgruppen), das reine Parallel-Verfahren, (Bild 3-5, "Flash-Encoder") sowie das mehrstufige Kaskadenverfahren mit parallelen Unterumsetzern (Bild 3-6 und Bild 3-7, Seriell-Parallel-Vorwärtsverfahren).

Anhand von Bild 4-1 wird eine repräsentative Übersicht auf dem Markt befindlicher schneller A/D-Umsetzer nach diesen drei Grundmethoden dargestellt, die keinen Anspruch auf Vollständigkeit erhebt. Außerdem werden darin dem Autor bekannte ADU-Entwicklungen der Firma AEG-Telefunken Ulm sowie der Vorschlag der 30 MHz/14 bit ADU-Kaskade nach Kap. 3.4 mit aufgenommen.

Da der ADU-Markt noch stark im Fluß ist und tagtäglich Neuentwicklungen, insbesondere bei monolithischen Ausführungen, vorgestellt werden, soll hier bei der Marktanalyse zwischen monolithischen ADU und ADU in diskreter und/oder hybrider Aufbauweise unterschieden werden.

4.1 Monolithische A/D-Umsetzer für die schnelle Signalverarbeitung

Die Übersicht in Tabelle 4-2 enthält die wichtigsten Typen der monolithischen A/D-Umsetzer (Einchip-Systeme) mit Umsetzungszeiten $T_{um} \leq 100 \text{ ns}$ bzw. Abtastfrequenzen $f_A \geq 10 \text{ MHz}$, die zur Zeit auf dem Markt angeboten werden. Hierbei wurden nur solche A/D-Umsetzer ausgewählt, die möglicherweise einen Beitrag (Bild 4-1) zur Entwicklung des ADUS des digitalen Empfängers nach Kap. 2 leisten können.

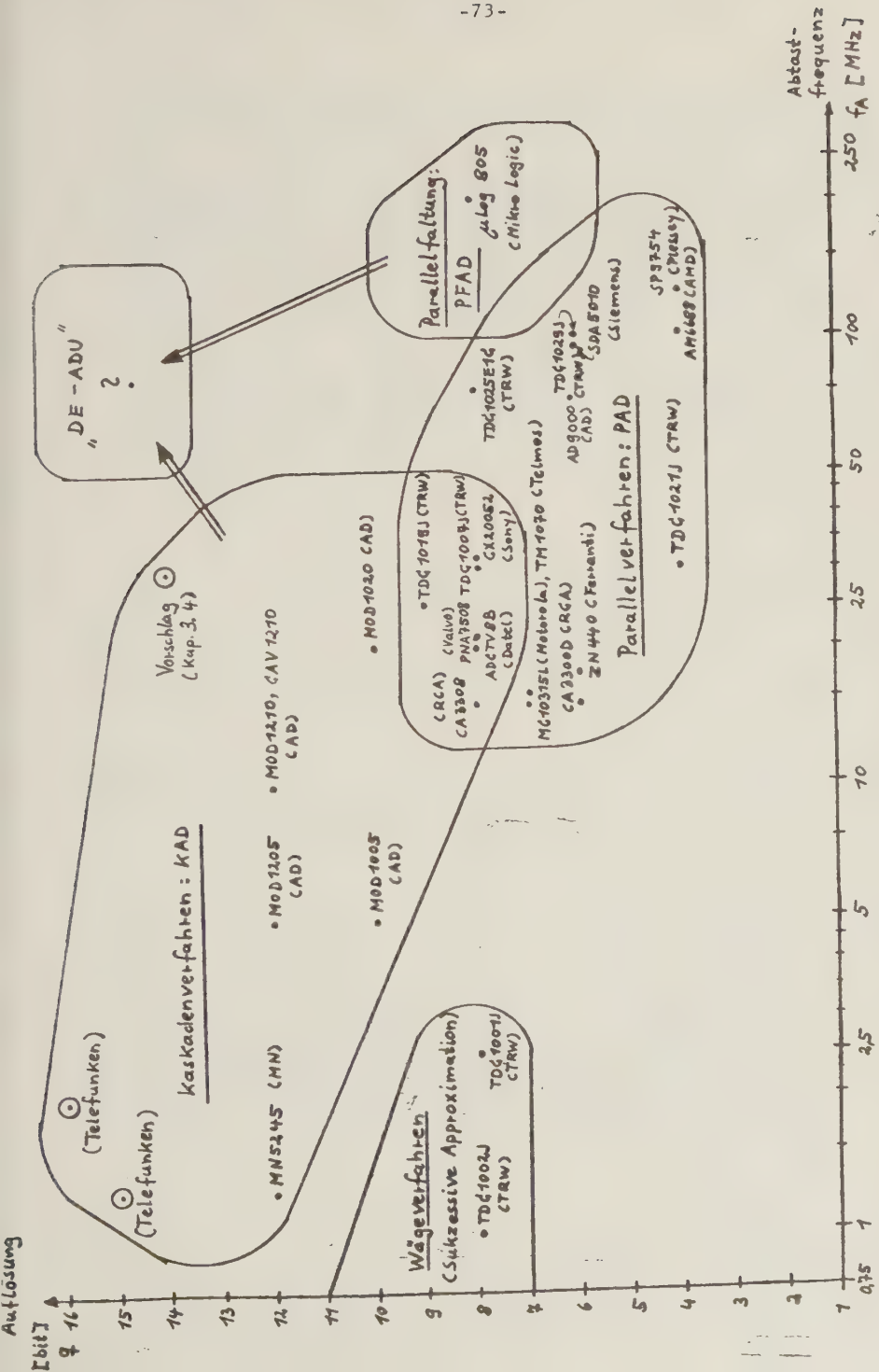


Bild 4-1 Gegenwärtiger Marktstand bei schnellen A/D-Umsetzern (typische Umsetzungsverfahren)

Hersteller	Typ	Wortlänge (bit)	Abtast- frequenz (MHz)	Abtasthalte- kreis erfor- derlich?	Anwendung	Verfahren
AMD	Am6688	4	100	nein	Prozeß	PAD
Ferranti	ZN440	6	18	nein	Video	PAD
	ZN441	8	20	nein	Video	PAD
Motorola	MC10315L	7	15	nein	Video	PAD
	MC10317L	7	15	nein	Video	PAD
Plessey	SP9752	2	140	nein	Prozeß	PAD
	SP9754	4	110	nein	Prozeß	PAD
RCA	CA3300D	6	15	nein	Video	PAD
	CA3308	8	15	nein	Video	PAD
Siemens	SDA5010	6	100	nein	Prozeß	PAD
	SDA5200	6	140	nein	Prozeß	PAD
Sony (Japan)	CX20052	8	30	Ja	Video	KAD
Valvo	PNA7508 (ADC 8)	8	20	nein	Video	PAD
TRW	TDC1007J	8	30	nein	Prozeß	PAD
	TDC1029J	6	100	nein	Prozeß	PAD
	TDC1019J	9	25	nein	Prozeß	PAD
	TDC1021J	4	30	nein	Prozeß	PAD
	TDC1025F10	8	75	nein	Prozeß	PAD
(Meßobjekt)						

Tabelle 4-2 Monolithische A/D-Umsetzer mit Wortraten bzw. Abtastfrequenzen $f_A \geq 10$ MHz

Aus diesem Grund muß, gemäß den Ausführungen von Kap. 3.2, für die optimale Anwendung zwischen ADU vorzugsweise zur Video-Signalverarbeitung, in der Tabelle mit "Video" gekennzeichnet, und ADU vorzugsweise zur Breitband-Signalverarbeitung, mit "Prozeß" gekennzeichnet, unterschieden werden. Außerdem ist bei dem technischen Einsatz dieser ADU wichtig, ob die Abtastung grundsätzlich mit vorgeschaltetem Abtasthaltekreis vorzunehmen ist ("ja" in der Tabelle) oder aber infolge "digitaler Abtastung" (Kap. 3.1) bzw. bereits vorhandenem innerem Abtasthaltekreis unter bestimmten Abtastbedingungen, Gl. (2-15), ein äußerer Abtasthaltekreis entfallen kann ("nein" in der Tabelle). Ferner werden in den Tabellen die Umsetzungsverfahren durch folgende Abkürzungen gekennzeichnet:

PAD = Parallel-A/D-Umsetzung ("Flash-ADC")

KAD = Kaskaden-A/D-Umsetzung ("Seriell-Parallel-Feed
Forward ADC")

SFAD = Serielle A/D-Umsetzung nach dem Faltungsverfahren
von Kap. 3.3.1

PFAD = Parallele A/D-Umsetzung nach dem Faltungsverfahren
von Kap. 3.3.1

Hierbei kommt die sukzessive Approximation als Umsetzungsverfahren gegenwärtig bereits für ADU mit $f_A > 2,5$ MHz nicht mehr in Frage. Aus Tabelle 4-2 ist aber ersichtlich, daß der ADU TDC1025E1C von TRW zur Zeit den schnellsten Umsetzer ($f_A \leq 75$ MHz) bei zugleich großer Wortlänge ($N = 8$ bit) auf dem Markt darstellt. Aus diesem Grunde wird dieser ADU im Kap. 7 als repräsentatives Meßobjekt für schnelle monolithische A/D-Umsetzer verwendet.

Hinsichtlich des Auflösungsmaximums bei monolithischen ADU ist gegenwärtig die Grenze mit einer Wortlänge von 9 bit durch den TDC1019J (TRW) bei einer Abtastfrequenz $f_A = 25$ MHz festgelegt. Dagegen erreicht der ADU SP9752 (Plessey) ein Maximum der Abtastfrequenz $f_A = 140$ MHz, allerdings nur bei einer Wortlänge von 2 bit. Mit einer Wortlänge von 6 bit bei minimaler Abtastfrequenz $f_{Amin} = 100$ MHz liegen der SDA 5200 (Siemens) und der TDC 1029 (TRW) in der 6 Bit-Auflösungsklasse ebenfalls an der Spitze.

In dem nächsten Abschnitt wird gezeigt, daß mit diskret, hybrid oder modular aufgebauten A/D-Umsetzern, vor allem zu höheren Auflösungen hin, noch Steigerungen möglich sind.

4.2 Diskrete und hybride A/D-Umsetzer für die schnelle Signalverarbeitung

Zu diesen Ausführungsformen sind alle schnellen ADU mit Wortraten bzw. Abtastfrequenzen $f_A \geq 10$ MHz zu zählen, die entweder als vollständiges Gerät mit eigener Stromversorgung und Abtasthaltekreisen oder als eine mit diskreten und hybriden Halbleiterelementen bestückte Karte oder aber als einzelner modularer bzw. hybrider Schaltkreis vorliegen. Dementsprechend groß fällt dann auch der Preisunterschied (1.000,-- DM bis 60.000,-- DM) aus.

In Tabelle 4-3 wird der mechanische Aufbau dieser ADU nicht berücksichtigt, dafür werden aber die wichtigsten technisch-physikalischen Parameter sowie die entsprechenden Anwendungsbereiche aufgeführt. Für die Abkürzungen in den Tabellenspalten "Anwendung" und "Verfahren" gilt das gleiche wie für Tabelle 4-2.

Ebenso wie bei den monolithischen ADU wird hier die Erforderlichkeit von vorgeschalteten Abtasthaltekreisen mit "ja" bzw. "nein" beantwortet.

Hersteller	Typ	Wortlänge (bit)	Abtast- frequenz (MHz)	Abtasthalte- kreis erfor- derlich?	Anwendung	Verfahren
Analog- Devices (Computer- Labs)	MAIV0816	8	16	nein	Video	SFAD
	MAIV0820	8	20	nein	Video	SFAD
	MOD-1020	10	20	nein	Video	KAD
	CAV-1210	12	10	nein	Video	KAD
Data- Interall	ADC-UH4B	4	25	ja	Prozeß	PAD
	ADC-UH8B	8	10	ja	Prozeß	KAD
	ADC-TV8B	8	20	nein	Video	KAD
	ADC-HU3BM	3	50	ja	Prozeß	PAD
ICL-DDC (Fey)	DDC-5474	6	35	ja	Prozeß	PAD
Micro Consul- tants (Stemmer)	MC2600-Serie	8	12,5	nein	Prozeß	KAD
	MC2700-Serie	10	10	nein	Prozeß	KAD
Micro-Logic	μ log 805	8	200	nein	Prozeß	PFAD
Phoenix Data	ADC1108-50	8	50	nein	Prozeß	PAD
	ADC1106-100	6	100	nein	Prozeß	PAD
Telefunken (Vorschlag Kap. 3.4)	DE-ADU	14	30	nein	Prozeß	KAD

Tabelle 4-3 Diskrete und hybride A/D-Umsetzer mit Wortraten bzw. Abtastfrequenzen $f_A \geq 10$ MHz

Aus Tabelle 4-3 ist zu entnehmen, daß zur Zeit das Auflösungsmaximum bei diesen ADU-Systemen bei 10 bit (Karte MOD-1020) bzw. 12 bit (Karte CAV-1210) liegt. Hierbei bewegen sich die typischen Abtastfrequenzen f_A um ca. 20 MHz. Es sind aber auch 8 bit bzw. 6 bit A/D-Umsetzer als Geräte mit $f_A = 50$ MHz bzw. $f_A = 100$ MHz (Phoenix-Data) erhältlich.

Eine Ausnahme mit einer Abtastfrequenz $f_A = 200$ MHz stellt die Umsetzerkarte μ Log 805 von Micro Logic dar, die für eine statische Auflösung von 8 bit ausgelegt ist. Diese nach dem parallelen Faltungsverfahren /40/ arbeitende Karte zeigte aber bei der dynamischen Quantisierung für hohe Signalfrequenzen f_s ($f_s > 10$ MHz bei $f_A = 200$ MHz) noch erhebliche Mängel. Aus diesem Grund wurde sie in Kap. 7 nicht als repräsentatives Meßobjekt ausgewählt.

Dagegen wird vom Verfasser dem "Pipeline-Kaskaden-Verfahren" nach Kap. 3.2.2 für schnelle ADU gegenwärtig der Vorzug gegeben. Ein auf dem Vorschlag von Kap. 3.4 basierender 30 MHz/14 bit ADU ist bei der Firma AEG-Telefunken Ulm zur Zeit in Entwicklung.

4.3 Entwicklungstendenzen bei schnellen A/D-Umsetzern

Schnelle A/D-Umsetzer, sowohl in monolithischem als auch diskret/hybridem Aufbau, sind heute nur in bipolarer und unipolarer Silizium-Technologie erhältlich. Hierbei kristallisiert sich eine Trennung bezüglich des Auflösungsvermögens und der Geschwindigkeit heraus. Die monolithischen ADU /45/ werden in den nächsten Jahren im unteren Auflösungsbereich bis zu 10 bit den Markt beherrschen. Dagegen müssen dem Anwender für höchste Auflösungen (oberhalb ca. 10 bit) weiterhin diskrete/hybride Formen zur Verfügung gestellt werden. Aus der Literatur geht hervor, daß durch die Verwendung von anderen Technologien oder Prinzipien (GaAs-FETs, Josephson-Übergängen, optische Modulatoren, Codierrohren) sehr schnelle Umsetzerkonzepte bis in den GHz-Bereich realisiert wurden bzw. werden. Insbesondere gilt dies für das Gebiet der GaAs-MESFET-

Technologie /46/. Hier kann wahrscheinlich innerhalb der nächsten 5 Jahre mit erhältlichen monolithischen GaAs-ADU für 500 MHz/8 bit oder 1 GHz/6 bit /47/ gerechnet werden.

Die A/D-Umsetzer, die aus supraleitenden Josephson-Übergängen /48/ beruhen /35/, dürften infolge der aufwendigen Tieftemperaturtechnik gegenüber der GaAs-Technologie nur beschränkte Anwendung finden. Dagegen sollte der Entwicklung von optischen A/D-Umsetzern (/49/ und /50/) große Aufmerksamkeit geschenkt werden. Hier scheint die gegenwärtige Hauptschwierigkeit nicht an den optischen Intensitätsmodulatoren des kohärenten Laserlichtes selbst, sondern in den benötigten hohen Steuerspannungen für die Intensitätsmodulatoren und den damit bedingten schnellen Verstärkern zu liegen.

Im Falle des Transienten-Digitizers 7612D /51/ geht die Firma Tektronix für eine 500 MHz / 8 bit Umsetzung einen ganz anderen Weg. Sie verwendet eine spezielle Bildspeicher-Röhre (EBS-Röhre) zur Codierung im Gray-Code eines proportional der anliegenden Steuerspannung $U_E(t)$ abgelenkten Elektronenstrahles. Dieser Sonderfall ist für die Zukunft aber sicher nicht richtungsweisend, da es sich hier um keinen "Echtzeit-A/D-Umsetzer" handelt. Damit kommt für den digitalen Hochfrequenzempfänger dieses Verfahren nicht in Frage.

4.4 Folgerungen für die ADU-Systeme des digitalen Empfängers

Aus dem Stand der Technik ist ersichtlich, daß gegenwärtig und in absehbarer Zeit keine käuflichen A/D-Umsetzer zur Verfügung stehen werden, die die gesamten Forderungen nach Kap. 2 für den ADU des digitalen KW-Empfängers erfüllen können. Die auf dem Markt befindlichen bzw. die demnächst auf den Markt kommenden ADU arbeiten bei einer viel zu geringen Wortlänge $N \leq 10$ bit mit Abtastfrequenzen bis zu 140 MHz (Tabelle 4.2 und 4.3) oder bei einer für den DE-ADU ausreichenden Wortlänge von 14 bis 16 bit mit Abtast-

frequenzen f_A unter 10 MHz. Außerdem entspricht die Genauigkeit (Linearität) der Umsetzungen, insbesondere bei den sogenannten "Video-ADCs" nach Kap. 4, meist nicht über das gesamte Signalband $B_0 < f_A/2$ den Bedingungen der Gl. (2-62) und Gl. (2-68), die allgemein von technischen ADU erwartet werden. Dies gilt noch in verstärktem Maße bezüglich der Genauigkeit bei Umsetzungsverfahren mit nicht-linearen Verstärkern (Faltverstärkern nach Kap. 3.3).

Um annähernd die Anforderungen der DE-ADUs erfüllen zu können, müssen deshalb neue Methoden zur Verbesserung der technischen Eigenschaften der ADU-Systeme und deren kritischen Komponenten gefunden werden. Darunter fallen sowohl Methoden, die durch Überabtastung und Filterung eine dynamische ADU-Auflösungsvergrößerung bewirken, als auch Korrekturverfahren, die hauptsächlich eine Linearisierung der Amplitudenquantisierung, Gl. (2-57), ermöglichen. Diese Möglichkeiten werden im nächsten Kapitel näher untersucht.

5 MÖGLICHKEITEN FÜR NOTWENDIGE TECHNISCHE SYSTEMVERBESSERUNGEN

Es ist in der Regel nicht möglich, bei langsamen hochauflösenden A/D-Umsetzern die Umsetzungsrate nennenswert zu steigern. Dagegen bieten A/D-Umsetzer hoher Abtastfrequenz f_A bzw. Umsetzungsfrequenz f_{um} durch Signalüberabtastung

$$f_{um} = f_A > 2 B_0 \quad (5-1)$$

des Basisbandes B_0 (Kap. 2-1) im Verbund mit der Einbettung der Umsetzer in ein Filter- und Rückkopplungssystem /52/ einen gewissen Gewinn an Genauigkeit auf Kosten der Geschwindigkeit.

Damit ist in diesen Fällen durch die Überabtastung eine Erhöhung des ADU-Signal-Störabstandes D_q nach Gl. (2-47) gleichbedeutend mit einer dynamischen Erhöhung der Auflösung und Genauigkeit, gegeben. In Abschnitt 5.1 werden einige spezielle Verfahren dazu erläutert.

Außer diesen Geschwindigkeits/Genauigkeitsproblemen der realen Analog/Digitalumsetzer sind neben ihren systematischen Quantisierungsrestfehlern r (Kap. 2.2.1), die durch die quantisierungsbedingte Kennlinienstufung hervorgerufen werden, noch weitere, vorwiegend technologisch bedingte Umsetzungsfehler, z.B. nach Gl. (2-60), ihrer Komponenten zu berücksichtigen. Ohne entsprechende Korrekturverfahren ist deshalb bei sehr schnellen und zugleich hochauflösenden Umsetzern nicht auszukommen.

Je nach Art der zu korrigierenden Fehler bieten sich grundsätzlich zwei Korrekturmöglichkeiten an. Für driftfreie Fehler, die in erster Linie die differentielle Linearität betreffen - z.B. ungenaue "Bitgewichte" der Rück-DAU (siehe Kap. 3.4) - genügen einfache nichtadaptive Korrekturen durch Digitaladditionen mit Festwerten. Soll dagegen die Temperaturdrift von "Offseteinstellungen" und Verstärkungen mitkompensiert werden, so müssen dazu aufwendigere, adaptive Systeme /27/ - vorzugsweise mit Mikroprozessoren - eingesetzt werden.

Mit Ausnahme der Wertebereich-Überlappungsadditionen /27/ müssen alle Korrekturen dieser Art auf die Erstellung und Speicherung von Korrekturdaten zurückgreifen. Darüber wird in Abschnitt 5.2 näher berichtet.

5.1 Spezielle Verfahren zur Steigerung der dynamischen Auflösung

Ein bekanntes, aber bisher selten angewandtes Verfahren stellt die K-fache Überabtastung mit dem Überabtastungsfaktor

$$K = \frac{f_A}{2B_0} \quad (5-2)$$

(ganzzahliges Vielfaches der Nyquistfrequenz $f_A = 2B_0$) des Signales nach der A/D-Umsetzung mit anschließender Tiefpaßfilterung und im Verbund mit entsprechender Abtastratenreduktion auf $f_R = f_A/K$ /53/ dar. Die Abtastratenreduktion auf f_R dient zur nachfolgenden Kompensation der eingangsseitigen Überabtastung durch f_A . Hierbei tritt ein sogenannter "Processing Gain"

$$G_q \leq \sqrt{\frac{P_{eo}}{P_{er}}} \quad (5-3)$$

der Filterung auf, wobei P_{eo} die Quantisierungsrauschleistung ohne und P_{er} diejenige mit Abtastratenreduktion darstellen. Damit ergibt sich ein Auflösungsgewinn G_q von max. 3 dB pro Oktave Überabtastung. Dies gilt nur exakt für den idealen, nichtkausalen Rechtecktiefpas ohne Signallaufzeit. Die ADU-Auflösung q nach Gl. (2-49) wird durch eine allgemeine nachfolgende Tiefpaßfilterung - nicht wie bisher als konstant betrachtet - eine zusätzliche Funktion der Signalfrequenz $f(x)$ bei einer vorgegebenen Signalstatistik (Kap. 2.3.1). Unter der vereinfachenden Annahme, daß der Quantisierungsfehler $r(t)$, Gl. (2-52), des ADUs nicht mit dem Eingangssignal $x(t)$ korreliert ist, gilt für das Leistungsdichtespektrum von $P_{er}(f)$ des Quantisierungsfehlers $r(t)$ bei einer gegebenen Übertragungsfunktion $/H(f)/$ des Tiefpasses

$$P_{er}(f) = |1 - H(f)|^2 \cdot P_{eo}(f) . \quad (5-4)$$

Wenn für $P_{eo} = P_q = q^2/12$ aus Gl. (2-55) eingesetzt wird, ergibt sich eine daraus resultierende frequenzabhängige ADU-Auflösung

$$q_d = \sqrt{\frac{1}{B} \int_{-\frac{B}{2}}^{+\frac{B}{2}} q^2 \cdot |H(f)|^2 df} , \quad (5-5)$$

die deshalb auch als "dynamische Auflösung" bezeichnet wird. Damit wird im Bereich tiefer Frequenzen die Leistung $P_{er}(f)$ des Quantisierungsfehlers vermindert, während sie für höhere Frequenzen ansteigt ("Noise-Shaping").

Nun kann in Verbindung mit der K-fachen Überabtastung durch entsprechende schaltungstechnische Maßnahmen vor und nach dem ADU - analoge Signalverarbeitung mit anschließender digitaler Nachverarbeitung mit Abtastratenreduktion auf f_R - der "Processing Gain" G_q und damit die dynamische Auflösung q_d wesentlich über das Maß $\sqrt{K}$ mit K aus Gl. (5-2) gesteigert werden. Die Auflösungssteigerung beruht grundsätzlich auf zwei Verfahrensklassen:

1. Extrapolation von 2^b zusätzlichen ADU-Entscheidungspegeln außerhalb des ADU-Aussteuerungsbereichs $\Delta x_a / \max$. Damit erscheint der Dynamikbereich D_q der ADU-Eingangsspannung auf den Dynamikbereich D_a des inneren ADUs komprimiert. Die ADU von entsprechend kleiner a-Bit-Auflösung q_a besitzen dadurch entsprechend reduzierte Aussteuerbereiche $\Delta x_a / \max$. Die Anforderungen an ihre differentielle Linearität, (Kap. 2.2.2), und an ihre Quantisierungsrauschleistung P_{eo} sind nur bezüglich ihrer verminderten Auflösung zu stellen. Diese Verfahren werden zur Klasse der "Predictive Coder" /54/ gerechnet.

2. Interpolation von 2^b zusätzlichen ADU-Entscheidungspegeln innerhalb des vollen Signalaussteuerbereiches $/\Delta x/_{\max}$ der Umsetzung. Durch Mittelungsmethoden werden bei diesen Verfahren ebenfalls ADU mit geringer a-Bit-Auflösung q_a benötigt. Ihr Dynamikbereich D_a muß dagegen die Signalaussteuerung $/\Delta x/_{\max}$ am Systemeingang entsprechend des gesamten Dynamikbereiches D_q voll abdecken. Damit ist für diese ADU die volle differentielle Linearität bezüglich der gesamten Umsetzungsgenauigkeit sowie ein entsprechend kleines Eigenrauschen erforderlich. Diese Verfahren werden zur Klasse der "Noise-Shaping Coder", unter anderem auch nach /55/, gezählt.

Die technische Realisierung beider Grundmethoden kann nun in rekursiver oder nichtrekursiver Form erfolgen. Dementsprechend ergeben sich erhebliche Unterschiede im Schaltungsaufwand und bei den Anforderungen an die einzelnen Schaltungselemente /56/.

5.1.1 Rekursive Verfahren vorzugsweise mit Abtastratenreduktion

Bei diesen Methoden sind auch Verfahren denkbar, die ohne Überabtastung am Eingang bzw. Abtastratenreduktion am Systemausgang auskommen. Diese Verfahren sind aber technisch kaum von Vorteil, wie im Anhang A2 gezeigt wird. Deshalb sollen hier vorwiegend Systeme mit Überabtastung bzw. Abtastratenreduktion betrachtet werden.

Da es sich grundsätzlich um Abtastsysteme handelt, können nach Bild 5-1 die Übertragungseigenschaften (Filterung) der rekursiven, extrapolativen sowie interpolativen Verfahren auf vorteilhafte Weise durch die Z-Transformierten ihrer einzelnen Übertragungsfunktionen $B(z)$, $C(z)$, $D(z)$, $H_e(z)$ und $H_i(z)$ beschrieben werden.

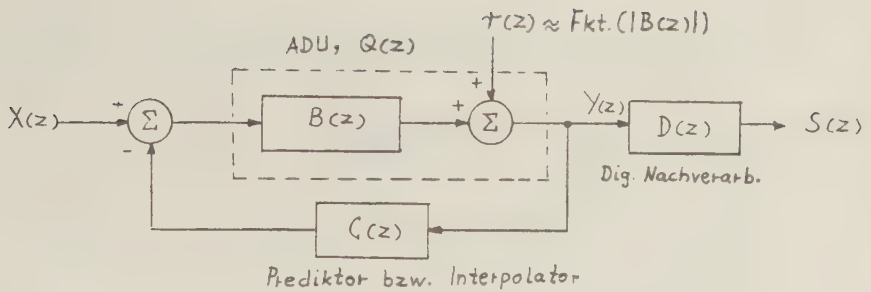


Bild 5-1 Allgemeines rekursives ADU-System zur dynamischen Auflösungssteigerung

Aus Bild 5-1 folgt für die Übertragungsgleichung von $X(z)$:

$$Y(z) = \frac{B(z) \cdot X(z) + r(z)}{1 + B(z) \cdot C(z)} \quad (5-6)$$

mit dem Eingangssignal $X(z)$ und $r(z)$ als der Z-Transformierten des Quantisierungsfehlers $r(t)$ nach Gl. (2-52). Diese Gleichung läßt sich nun in einen Nutzsignalanteil

$$Y_X(z) = \frac{B(z)}{1 + B(z) \cdot C(z)} \cdot X(z) \quad (5-7)$$

und in einen Störsignalanteil

$$Y_r(z) = \frac{1}{1 + B(z) \cdot C(z)} \cdot r(z) \quad (5-8)$$

aufspalten. Zur Amplitudenwiederherstellung des Eingangssignales $X(z)$ ist beim "Predictive Coder" auf der ADU-Ausgangsseite eine Signalentzerrung durch digitale Filter notwendig. Die Übertragungsfunktion $D(z)$ des Entzerrungsfilters muß der inversen Übertragungsfunktion $H^{-1}(z)$ der Regelschleife genügen, gemäß der Bedingung:

$$z = H\{D(z)\} \quad \text{oder} \quad H(z) \cdot D(z) = 1 \quad (5-9)$$

Damit ergibt sich die Übertragungsfunktion des Entzerrungsfilters zu

$$D(z) = \frac{S(z)}{Y(z)} = \frac{1 + B(z) \cdot C(z)}{B(z)} \quad (5-10)$$

Wird der Ansatz für das extrapolierende (predictive) Verfahren

$$Y(z) = H_e(z) \cdot (X(z) + \tau(z)) \quad (5-11)$$

in die Gleichungen (5-6) bis (5-10) eingesetzt, so folgt mit der Annahme $B(z) = 1$ für

$$H_e(z) = \frac{1}{1 + C(z)} \quad (5-12)$$

$$D(z) = 1 + C(z) \quad (5-13)$$

und

$$C(z) = \frac{(1 - H_e(z))}{H_e(z)} \quad (5-14)$$

Bild 5-2 zeigt nun die Struktur eines solchen allgemeinen extrapolativen ADUs.

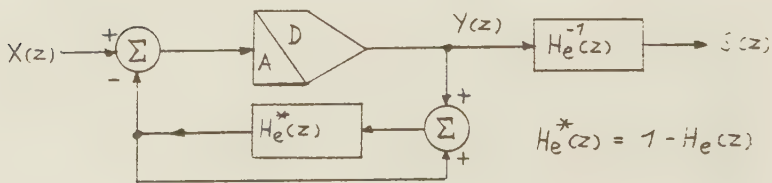


Bild 5-2 Allgemeiner rekursiver, extrapolierender ADU

Mit dem Ansatz für das interpolierende (noise-shaping) Verfahren

$$Y(z) = X(z) + H_i(z) \cdot \tau(z) \quad (5-15)$$

ergibt sich ebenfalls durch den Einsatz in Gl. (5-6) bis Gl. (5-10) und nach weiteren Umformungen

$$H_i(z) = 1 - C(z), \quad (5-16)$$

$$B(z) = \frac{1}{H_i(z)} \quad (5-17)$$

$$\text{und } D(z) = 1. \quad (5-18)$$

Damit entfällt in diesem Fall das Entzerrungsfiler, Gl. (5-18). Die allgemeine Struktur dieses ADUs wird in Bild 5-3 aufgezeigt.

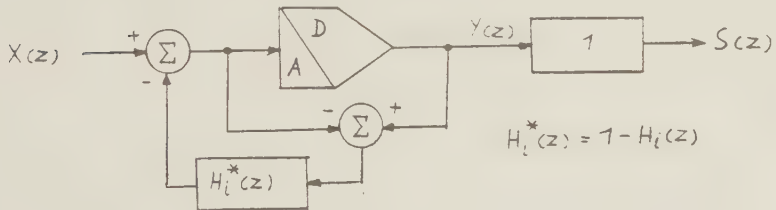


Bild 5-3 Allgemeiner rekursiver, interpolierender ADU

Bei der technischen Realisierung werden aus Geschwindigkeits-, Genauigkeits- und Aufwandsgründen die beiden Grundverfahren miteinander vermischt, indem von einer Übertragungsvorschrift mit zwei Filterfunktionen

$$Y(z) = H_e(z) \cdot (X(z) + H_i(z) \cdot \tau(z)) \quad (5-19)$$

ausgegangen wird. Dies führt dann zu einer Vielzahl von weiteren möglichen ADU-Systemen (z.B. nach /54/), die weder als rein extrapolativ noch als rein interpolativ bezeichnet werden können.

Zur technischen Realisierung der Übertragungsfunktionen $H_e(z)$ bzw. $H_i(z)$ haben sich als vorteilhaft nichtrekursive Abtastfilter (FIR-Filter, z.B. nach /57/) vom Grad N mit der Transversalfiltergleichung

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} c_k (x_{n-k}) \quad (5-20)$$

herausgestellt. Hierbei kann zur Optimierung der Filterkoeffizienten c_k das Verfahren der Minimierung der Summe E der Fehlerquadrate $e^2(n)$

$$E = \sum_{n=0}^{N-1} (y(n) - y^*(n))^2 = \sum_{n=0}^{N-1} e^2(n) \quad (5-21)$$

mit $y^*(n)$ als Sollwertefolge der Filterung angewendet werden. Unter Verwendung eines ähnlichen Optimierungsverfahrens wird im Fall von /54/ ein maximal erreichbarer Auflösungsgewinn (Anhang A2) bzw. Processing Gain $G_{q\max}$ für b zusätzliche Bits

$$G_{q\max} \triangleq b \leq (N + \frac{1}{2}) \cdot \log_2 \left(\frac{K}{K_s} \right) \quad [\text{bit}] \quad (5-22)$$

in Abhängigkeit des Filtergrades N , des Überabtastungsfaktors K und oberhalb einer bestimmten Überabtastungsschwelle $K_s = \text{Fkt.}(N)$ sowohl für den rein extrapolativen als auch für den rein interpolativen, rekursiven ADU angegeben. Dem Einsatz dieser Verfahren beim digitalen Empfänger stehen vor allem Geschwindigkeits- und Genauigkeitsprobleme der bisherigen käuflichen Komponenten /56/ in den Signalführungsschleifen entgegen. Mit entsprechend verbesserten Eigenschaften der Komponenten nach Kap. 6 wären dann diese Verfahren auch technisch vorteilhaft anzuwenden.

5.1.2 Nichtrekursive Verfahren mit Abtastratenreduktion

Verfahren zur Steigerung der dynamischen ADU-Auflösung q_d , die ohne Signallückführungen auskommen, sind in der Regel nicht so stark zeitintensiv und deshalb gegenüber den rekursiven Methoden, breibandiger zu realisieren. Hierbei liegt das Prinzip zugrunde, die Quantisierungsrauschleistung P_{eo} des ADUs im Nutzsignalband $B_0 \leq f_A/2K$ zu reduzieren, indem die restliche Quantisierungsrauschleistung P'_{eo} in der Bandlücke zwischen B_0 und $(f_A - B_0)$ konzentriert wird. Bei einem solchen extrapolierenden Verfahren /58/ wird dies erreicht durch eine analoge Vorfilterung am umzusetzenden Signal $x(t)$, wobei die Vorfilterung die Übertragungsfunktion $F_e(z)$ besitzt. Durch eine anschließende digitale Nachfilterung mit der Funktion $G_a(z)$, die zur Funktion $F_e(z)$ genau invers sein muß, wird dann die unerwünschte Wirkung der analogen Vorfilterung auf das Ausgangssignal $S(z)$ wieder aufgehoben. In Bild 5-4 wird ein solches Verfahren mit analoger Signalvorfilterung und digitaler Nachfilterung im Verbund mit einer Abtastratenreduktion mit dem Faktor K , siehe Gl. (5-2), aufgezeigt.

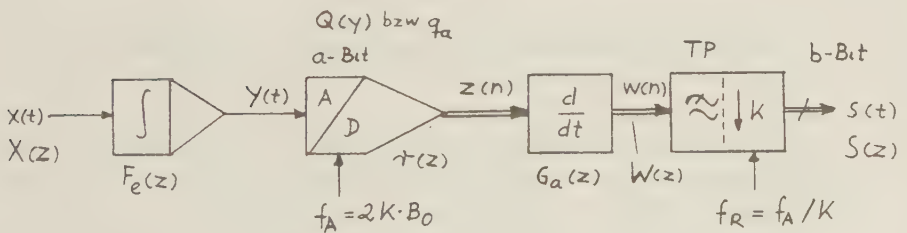


Bild 5-4 Beispiel eines nichtrekursiven, extrapolierenden ADUs

Damit muß dieses Verfahren bezüglich seines linearen Übertragungsanteiles, $F_e(z)$ und $G_a(z)$, die Vorschrift der Z-transformierten Größen $X(z)$, $T(z)$ für

$$W(z) = G_a(z) \cdot T(z) + F_e(z) \cdot X(z) \quad (5-23)$$

mit $G_a(z) = F_e^{-1}(z)$ erfüllen.

Für die technische Ausführung der Funktion $F_e(z)$ hat sich dabei im Zeitbereich eine einfache Analogintegration

$$y(t) = C \int_0^t x(\tau) \cdot d\tau \quad (5-24)$$

des Signales $x(t)$ als günstig erwiesen. Die entsprechend inverse Funktion $G_a(z)$ dazu wird dann im Zeitbereich durch eine Digitaldifferentiation (Differenzbildung) von erster Ordnung /59/ ausgeführt:

$$w(n) = z(n) - z(n-1),$$

$$w(n) \approx x(n \cdot T - T/2) + t(n) - t(n-1). \quad (5-25)$$

Dabei ist Voraussetzung, daß die Integrationsgrenze $t = 1/f_A = T$ sowie die Integrationskonstante $C = 1/T$ gesetzt wird.

Zur Ermittlung des Leistungsspektrums $P_{es}(f)$ des so veränderten (nicht mehr gleichverteilten) Quantisierungsrauschsignales

$$T_S(n) = T(n) - t(n-1), \quad (5-26)$$

infolge der Signalfilterungen am Ein- und Ausgang des Systems, wird das Leistungsspektrum von $T_S(n)$ durch $P_{er}(f)$ des ungefilterten Quantisierungsrauschens, Gl. (5-28), dargestellt. Damit läßt sich $P_{es}(f)$ zu

$$P_{es}(f) = 4 P_{er}(f) \cdot \sin^2(2\pi f \cdot \frac{T}{2}) \quad (5-27)$$

nach Anhang A3 mit

$$P_{er}(f) = \frac{q_a^2}{12} \cdot T \quad (5-28)$$

herleiten und in Bild 5-5 aufzeigen.

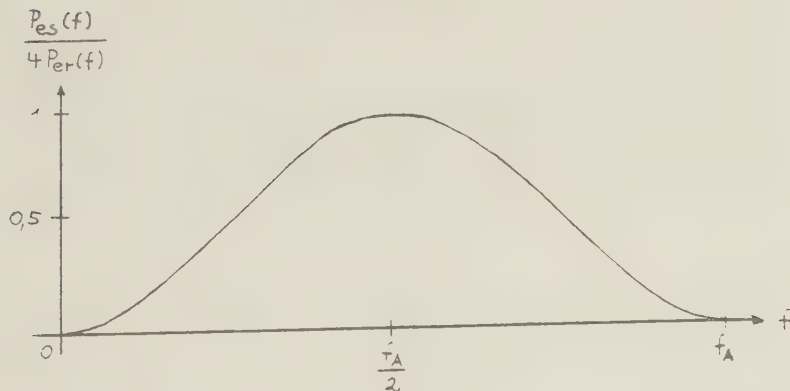


Bild 5-5 Verteilung der Quantisierungsrauschleistung $P_{es}(f)/4 P_{er}(f)$ im spektralen Bereich durch Digitaldifferenziation

Aus der ursprünglichen Gleichverteilung der Quantisierungsrauschleistung $P_{er}(f)$ im Abtastband $B = f_A = 1/T$ wird durch diese Differenziation eine symmetrische Glockenkurve $P_{es}(f)$, deren Maximum gerade in die Bandlücke bei $f_A/2$ zu liegen kommt. Unter Berücksichtigung der als ideal vorausgesetzten Abtastratenreduktion und Tiefpaßfilterung von $w(n)$ kann die Gesamtleistung P'_{es} des im Basisband der Breite $B_0 = 1/2 K \cdot T$ liegenden Rauschsignalanteiles bestimmt werden zu

$$P'_{es} = 1 \cdot \int_0^{B_0} 4 P_{er}(f) \cdot \sin^2(2\pi f \cdot T/2) df \quad (5-29)$$

Mit Gl. (5-28) für $P_{er}(f)$ geht das Integral über in

$$P'_{es} = \frac{2}{3} \cdot q_a^2 \cdot T \int_0^{\frac{1}{2KT}} \sin^2(\pi \cdot f \cdot T) df \quad (5-30)$$

mit der Lösung

$$P'_{es} = \frac{q_a^2}{6\pi} \left(\frac{\pi}{K} - \sin \frac{\pi}{K} \right) . \quad (5-31)$$

Damit kann für das ADU-System ein dynamischer Auflösungsgewinn G_{qs} von

$$G_{qs} = \sqrt{\frac{P_{ea}}{P'_{es}}} = \sqrt{\frac{K}{2} \left(\frac{1}{1 - \frac{K}{\pi} \sin \frac{\pi}{K}} \right)} \quad (5-32)$$

bzw. ein Gewinn von b zusätzlichen Auflösungsbits

$$b = \frac{1}{2} \log_2 \left[\frac{K}{2} \left(\frac{\pi}{\pi - K \sin \frac{\pi}{K}} \right) \right] \quad [\text{bit}] \quad (5-33)$$

erzielt werden. Tabellen hierzu weist der Anhang A4 auf.

Infolge der Signalakkumulation jedes integrierenden Filters (Speichereffekt), insbesondere des Integrators am Signaleingang, Bild 5-4, liegt am ADU eine wesentlich vergrößerte Signaldynamik von $\Delta x_b / \max$ vor, die ohne Begrenzungsmaßnahmen den ADU mit seinem kleineren Aussteuerbereich $\Delta x_a / \max$ stark übersteuern würde. Deshalb werden bei einem ähnlichen Verfahren in der Literatur /58/ spezielle periodische Begrenzungskennlinien der Funktionen $f(\alpha)$ nach der Signalintegration vorgeschlagen, die auf der digitalen Seite zur vollen Amplitudenwiederherstellung des begrenzten $\tilde{y}(t)$ durch entsprechende nichtlineare Kennlinienfunktionen $g(\alpha)$ realisierbar sind. Dabei haben sich für $f(\alpha)$ periodische "Sägezahn- und Dreieckskennlinien" (siehe Kap. 3.3.1) für die technische Realisierung als vorteilhaft erwiesen. Zur Amplitudenwiederherstellung im Fall einer periodischen Begrenzung von $\tilde{y}(t)$ durch Sägezahnkennlinien, können die zu $f(\alpha)$ inversen Funktionen $g(\alpha)$ unter Verwendung der sgn -Funktion

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1 & \text{für } x \geq 0 \\ -1 & \text{für } x < 0 \end{cases} \quad (5-34)$$

und ähnlichen nichtlinearen Operationen auf das Differenzsignal $w(n)$ zur Gewinnung von

$$s(n) = w(n) - \text{sgn}(w(n)) \quad (5-35)$$

herangezogen werden.

Ein vom Verfasser vorgeschlagenes neues, rein interpolatives, nichtrekursives Verfahren /60/ umgeht aber diese Schwierigkeiten. Nach Bild 5-6 beruht es auf einer (linearen) Interpolation von Digitalwerten.

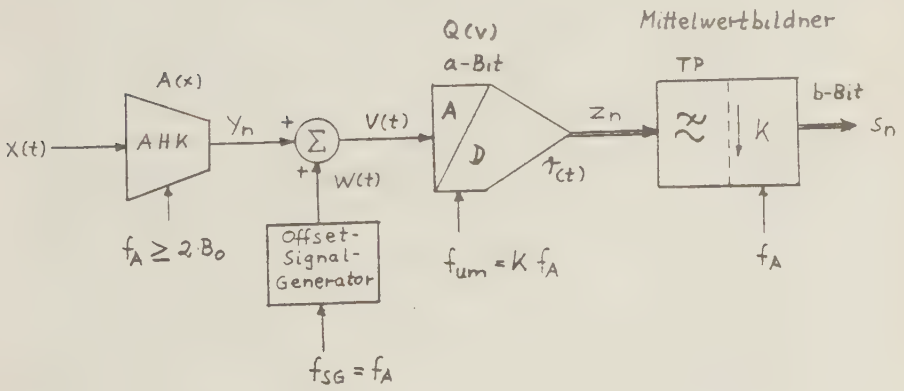


Bild 5-6 Ein spezieller nichtrekursiver, interpolierender ADU

Die groben ADU-Pegelwerte z_n mit a-Bit-Auflösung werden in feinere Systempegelwerte s_n mit b-Bit-Auflösung unterteilt. Hierbei führt der digitale Mittelwertbildner am ADU-Ausgang die eigentliche Interpolationsfunktion durch. Dazu ist eine Pegelverschiebung um $w(t)$ des abgetasteten Signales y_n durch einen "Offset-Signal-Generator" am ADU-Eingang notwendig. Da das System intern mit K-facher Überabtastung, Gl. (5-2), arbeitet, muß nach der digitalen Tiefpaßfilterung eine Abtastratenreduktion auf $1/K$ vorgenommen werden. Bezüglich der Genauigkeitsanforderungen an den ADU selbst gelten die Einschränkungen der rein interpolativen Verfahren (differentielle Linearität) nach Kapitel 5.1.

Durch den Abtasthaltekreis wird das analoge Eingangssignal $x(t)$ einer Hauptabtastung (Kap. 2.2.2) mit der Abtastfrequenz $f_A = 1/T$ unterzogen. Infolge der Addition eines geeigneten Offsetsignals $w(t)$ beliebiger Signalform - Rampen-, Sägezahn-, Treppen-, Sinussignal oder statistisches Signal mit vorgegebener Amplitudengleichverteilung (Pseudo-Zufalls-Signal) - wird das abgetastete Signal y_n innerhalb des Hauptabtastintervalls T genau K-fach pegelverschoben. Dabei muß das Offsetsignal $w(t)$ dem Amplitudenbereich $\pm q_a/2$ (q_a = Auflösung des internen ADUs) mit einer Signalwiederholfrequenz $f_{SG} = f_A$ durchlaufen. Das Signal y_n wird dadurch am ADU gerade um maximal q_a verändert und überstreicht dabei immer gerade zwei Schaltschwellen q_i und q_{i+1} des A/D-Umsetzers.

Innerhalb des n-ten Intervalls T_n zum Zeitpunkt t_i ergibt sich der Summenpegel

$$v_{n,i} = y_n + w_{n,i} . \quad (5-36)$$

Vom ADU werden nun im Intervall T_n die K-verschiedenen Summenpegel $v_{n,i}$ genau K mal umgesetzt

$$z_{n,i} = \text{int} \left[\frac{1}{q_a} (y_n + w_{n,i}) \right] . \quad (5-37)$$

Der nachfolgende Mittelwertbildner (digitaler Tiefpaß) führt dann eine Mittelung über K Werte der ADU-Codewörter $z_{n,i}$ aus. Die Art der Mittelung, ob linear oder gewichtet, hängt von der Kurvenform des Offsetsignales $w(t)$ ab. Im Falle von linearen Rampen-, Sägezahn-, Treppensignalen usw. kann die Mittelung über das Signal $z_{n,i}$ im Abtastintervall T_n linear erfolgen

$$S_n = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \text{int} \left[\frac{1}{q_a} (Y_n + w_{n,i}) \right] . \quad (5-38)$$

Zur weiteren Auswertung der Mittelungsformel, Gl. (5-38), wird

$$S_n = z_{n,i} \cdot q_a + \tau_{n,i} \quad (5-39)$$

gesetzt, wobei $r_n < q_a$ den Quantisierungsfehler von z_n darstellt. Damit wird für die Mittelung

$$S_n = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \text{int} \left[\frac{1}{q_a} (z_{n,i} \cdot q_a + \tau_{n,i} + w_{n,i}) \right] \quad (5-40)$$

erhalten. Da der Ausdruck $\text{int} \left(\frac{1}{q_a} \cdot z_{n,i} \cdot q_a \right)$ bei der Summation keinen Fehlerbeitrag durch die int-Rundung liefert, vereinfacht sich die Formel zu

$$S_n = z_n + \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K \text{int} \left[\frac{\tau_{n,i} + w_{n,i}}{q_a} \right] . \quad (5-41)$$

Mit der Bedingung für den Mittelwert $\overline{w_n}$ des Offsetsignales $w_{n,i}$,

$$\overline{w_n} = \frac{1}{K} \sum_{i=1}^K w_{n,i} = \frac{q_a}{2} , \quad (5-42)$$

kann man die Summation auflösen und schreiben

$$S_n = z_n + \frac{1}{K} \text{int} \left[\frac{K \cdot \tau_n}{q_a} + \frac{1}{2} \right] , \quad (5-43)$$

$$S_n = \text{int} \left\{ \frac{Y_n}{q_a} + \frac{1}{K} \left[\frac{K \cdot \tau_n}{q_a} + \frac{1}{2} \right] \right\} . \quad (5-44)$$

Diese Formeln sind identisch mit

$$s_n = \text{int} \left[\frac{K \cdot y_n}{q_a} \right] = \text{int} \left[\frac{y_n}{q_k} \right], \quad (5-45)$$

die besagen, daß am Systemausgang eine wirksame Quantisierung q_k mit

$$q_k = \frac{1}{K} \cdot q_a \quad (5-46)$$

vorliegt. Damit ergibt sich ein Auflösungsgewinn G_{qs} für das System bei K-facher interner Überabtastung von

$$G_{qs} = \frac{q_a}{q_k} = K, \text{ bzw. } G_{qs} \approx 6 \cdot (K-1) \text{ [dB]}, \quad (5-47)$$

oder pro Oktave Überabtastung eine Dynamiksteigerung von 6 dB. Infolge des Mittelungsvorganges innerhalb jeweils eines Hauptabtastungsintervalls T an einem nahezu konstanten Signalpegel y_n (Quasi statisches Verhalten des AHKS in der Haltephase) ist dieser Auflösungsgewinn G_{qs} unabhängig von der Signalfrequenz und Signalaussteuerung durch das Eingangssignal $x(t)$. Damit liegt hier ein rein statischer Auflösungsgewinn vor.

5.2 Spezielle Verfahren zur adaptiven, unterbrechungsfreien Korrektur

Erfahrungsgemäß weisen schnelle A/D-Umsetzersysteme /28/, insbesondere ADU-Kaskaden (Kap. 3.2.2), vor allem statische, temperatur- und alterungsabhängige nichtlineare Abweichungen in ihren Quantisierungen auf. Die rein dynamisch bedingten Fehler, z.B. Laufzeit-, Speicher- und Signalübersprechungeffekte, lassen sich in der Regel durch schaltungstechnische Maßnahmen unter Einhaltung bestimmter Genauigkeitsbedingungen beim ADU (Ausnahme: Abtasthaltekreise) auf ein vertretbares Minimum herabsetzen. Diese Feststellung gründet sich auf der physikalischen Tatsache, daß die ADU-Systeme Abtastsysteme darstellen und daraus folgt, daß die Signalweiterverarbeitung für die A/D-Umsetzung im "quasi statischen Abtastintervall T " bzw. im jeweiligen eingeschwungenen Zu-

stand angenommen werden darf. Unter dieser Voraussetzung sind deshalb im wesentlichen nur aussteuerungsabhängige Umsetzungsfehler von ADU-Komponenten und von dem gesamten ADU-System zu korrigieren.

Die einfachste und zugleich wirksamste Methode, Umsetzungsfehler einschließlich "Offsetabweichungen" (keine Verstärkungsfehler) vom Unter-A/D-Umsetzer bei ADU-Systemen vollständig zu korrigieren, stellt die Korrekturwerteaddition durch überlappende Wertebereiche /27/ der einzelnen Umsetzungsstufen dar. Anhand von Bild 5-7 wird dieses Verfahren für den N-stufigen Kaskadenumsetzer mit den Überlappungsbereichen $\bar{U}_n$ aufgezeigt. Eine Variante dieses Verfahrens wird unter anderem auch in /61/ benutzt.

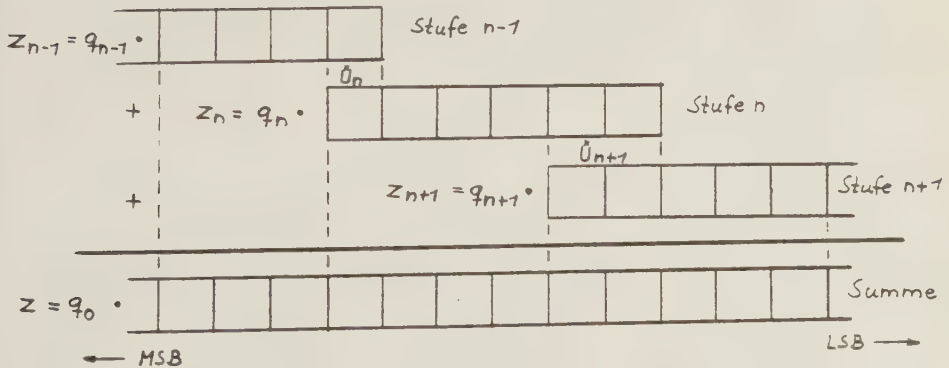


Bild 5-7 Additionsschema der überlappenden Korrekturwertebereiche

Eine redundante Zahlendarstellung, die hier durch die überlappenden Wertebereiche $\bar{U}_n$ gegeben ist, erlaubt es, eine Zahl z durch verschiedene additive Ziffernkombinationen

$$z = \sum_{n=1}^N q_n \cdot z_n \quad (5-48)$$

darzustellen. Liegt bei einer Kaskadenstufe n ein Umsetzungsfehler $\alpha_n = \alpha \cdot q_n$ innerhalb des Überlappungsbereiches $\bar{U}_{n+1}$ der Stufe n mit der Stufe $n+1$ vor, so wird durch die Signalsubtraktion zur Stufe $n+1$, Gl. (3-5), infolge des Divisionsalgorithmus, Gl. (3-4), der Fehler

α_n an die nächste niederwertigere Stufe $n+1$ mit inversem Vorzeichen (D/A-Rückumsetzung und Subtraktion fehlerfrei angenommen) gemäß der Fehlerfortpflanzung

$$\gamma_{\alpha,n} = q_n(z_n + \alpha) + q_{n+1}(z_{n+1} - \alpha \frac{q_n}{q_{n+1}}) \quad (5-49)$$

für die Stufenzahl z_n weitergegeben. Unter der Voraussetzung, daß der Überlappungsbereich $\bar{U}_{n+1}$ den Fehler α_n nach der Bedingung

$$\alpha_n \leq \bar{U}_{n+1} \cdot \frac{1}{q_{n+1}} \quad (5-50)$$

noch erfassen kann, ist eine vollständige Korrektur durch die stellenrichtigen Additionen der Ziffern z_n und z_{n+1} möglich. Sinngemäß gilt dies auch für alle übrigen Umsetzungsstufen mit entsprechenden Überlappungsbereichen. Somit kann bezüglich der Anzahl l der Überlappingsstellen an der Stufe n mit der Wertigkeit $q_n = 2^{-n}$ ein voll korrigierbarer Fehler

$$|\Delta \alpha_n|_{\max} \leq q_n \cdot (2^l - 1) \quad (5-51)$$

angegeben werden.

Beim Schaltungsvorschlag zum 30 MHz/14 bit ADU nach Kapitel 3.4 ist eine 2 Bit-Korrekturaddition nach dieser Methode vorgesehen.

Da die Linearitätsabweichungen der Rück-D/A-Umsetzer und die Verstärkungsschwankungen der Subtrahierverstärker innerhalb der ADU-Systeme so nicht aufgefangen werden können, ist jedoch dieses Verfahren beim künftigen digitalen HF-Empfänger durch weitere Korrekturverfahren zu ergänzen.

5.2.1 Systematische Linearisierung durch Referenzwerte

Als besonders vorteilhaft für die Anwendung beim digitalen Empfänger hat sich ein neues, vom Verfasser verwendetes, unterbrechungsfreies adaptives Korrekturverfahren /62/ nach Bild 5-8 herausgestellt. Im Gegensatz zu bekannten Verfahren, z.B. /27/, dient hier das analoge Eingangssignal $x(t)$ bzw. die Z-transformierte Größe $X(z)$ während des ADU-Betriebes zeitweise als systeminternes Testsignal $x^*(t)$ bzw. $X^*(z)$ und gewährleistet so den unterbrechungsfreien Betrieb.

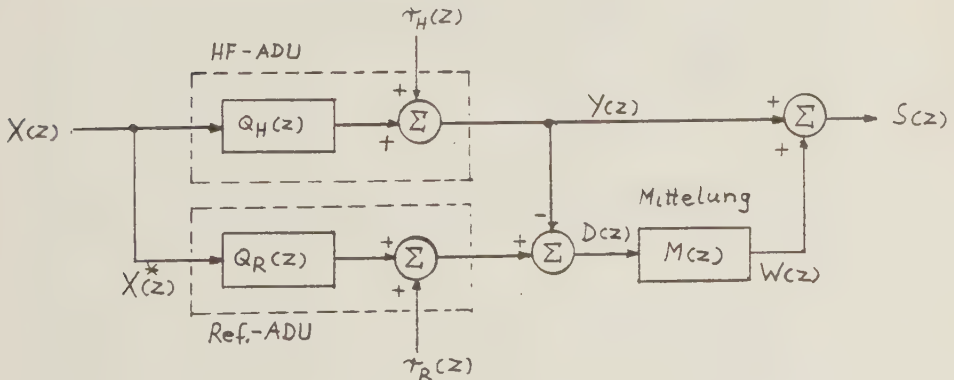


Bild 5-8 Übertragungsmodell der unterbrechungsfreien adaptiven ADU-Korrektur

Dabei wird die Erfassung des Signales $X^*(z)$ als stochastisches Testsignal nach der gemeinsamen Abtastung von $x(t)$ mit f_A (im Bild 5-8 nicht eingezeichnet) sowohl durch den schnellen HF-ADU als auch von dem langsamen Referenz-ADU gleichzeitig vorgenommen. Dieses Verfahren stellt also eine sogenannte "Vorwärtskorrektur-Addition"

$$S(z) = Y(z) + W(z) \quad (5-52)$$

durch Vergleich

$$D(z) = (Q_R(z) \cdot X(z) + \tau_R(z)) - Y(z) \quad (5-53)$$

der schnellen, mit dem Fehler $r_H(z)$ behafteten Umsetzung des HF-ADUs, mit dem minimalen Fehler $r_R(z)$ der langsamen Umsetzung des Referenz-ADUs dar. Aus der Signaldifferenz $D(z)$ wird dann durch digitale Filterung $M(z)$ (Mittelwertbildung) der additive Korrekturwert $W(z)$

$$W(z) = M(z) \cdot D(z) \quad (5-54)$$

gebildet. Mit dem quantisierten Ausgangssignal

$$Y(z) = Q_H(z) \cdot X(z) + \tau_H(z) \quad (5-55)$$

des HF-ADUs kann somit für das korrigierte Signal

$$S(z) = Q_H(z) \cdot X(z) + \tau_H(z) + M(z) \cdot [Q_R(z) \cdot X(z) + \tau_R(z) - Q_H(z) \cdot X(z) - \tau_H(z)] \quad (5-57)$$

geschrieben werden. Da nun für die Wirksamkeit der Korrektur die beiden Quantisierungsfunktionen $Q_H(z) = Q_R(z) = \text{const.}$ und reell sein müssen (Gleichlaufbedingung für HF-ADU und Ref.-ADU) und damit $M(z) = 1$ gesetzt werden darf, erhält man als korrigierten Wert

$$S(z) = X(z) + \tau_R(z) \quad (5-57)$$

Wegen des geringen Aufwandes vor allem an Speicherplätzen (RAM), bietet sich für die Mittelwertbildung ein rekursives Digitalfilter 1. Grades an, das nach der Rekursionsformel

$$w_{b,j} = (1 - \frac{1}{M}) \cdot w_{b,j-1} + \frac{1}{M} d_{b,j} \quad (5-58)$$

arbeitet. Diese wertspezifische Mittelwertbildung, die sich effektiv über M Werte erstreckt, ähnelt der Wirkung eines einfachen RC-Tiefpasses, nur mit dem Unterschied, daß die Wertzugänge d_j nicht regelmäßig auftreten. Das bedingt eine genaue Adressierung b_j bzw. Zuordnung a_i der Korrekturdaten w_j zu den Differenzdaten $d_{b,j}$. Damit ist auch eine entsprechend genaue Steuerung des zeitlichen Ablaufes durch die Ablaufsteuerung (AST) (Bild 5-9) notwendig. Bei diesem Verfahren sind die Fehlereinflüsse beider Abtasthaltekreise AHK1 und AHK2 auf die Umsetzungen nicht korrigierbar.

5.2.2 Stochastische Linearisierung mit Pseudo-Zufalls-Binärwortfolgen

Mit einer hier vom Verfasser vorgeschlagenen Systemerweiterung nach Bild 5-10 des Verfahrens von Kapitel 5.2.1 durch einen digitalen Pseudo-Zufalls-Generator der eine gleichverteilte, binäre Pseudo-Zufalls-Wortfolge $r_p(t)$ z.B. nach /63/ erzeugt, und einem zusätzlichen Referenz-D/A-Umsetzer ist es möglich, die rein aussteuerungsabhängigen Fehler (stat. Nichtlinearitäten der Übertragungskennlinien) des zweiten Abtasthaltekreises AHK2 und des Referenz-A/D-Umsetzers durch die wertspezifische Mittelung zu minimisieren. Der Referenz-DAU und die digitalen Signalsummationen werden hierbei als fehlerfrei angenommen bzw. die Genauigkeits-Forderungen werden auf sie konzentriert.

Das Neue an diesem Verfahren im Gegensatz zu der Veröffentlichung /104/ besteht nun darin, daß der Haupt-Umsetzer (HF-ADU) mit der üblichen geringen Überabtastung (Faktor $K \approx 1$, Gl.(5-2)) betrieben werden kann und nicht mit einem Vielfachen

der doppelten Abtastfrequenz ($2 \cdot f_A$) arbeiten muß. Außerdem erfolgen hier die Umsetzungen des Referenz-ADUs und des Referenz-DAUs im Unterabtastbetrieb. Damit ergeben sich auch entsprechend geringere dynamische Anforderungen an diese Komponenten.

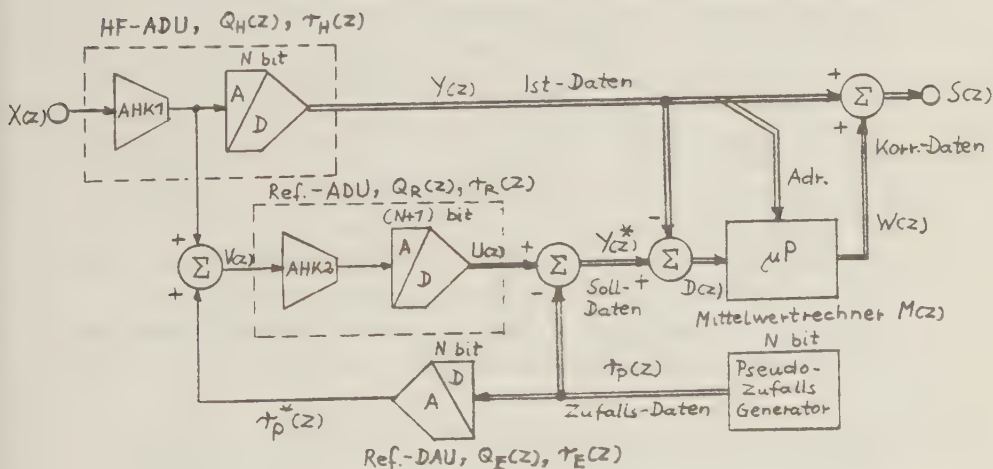


Bild 5-10 Das unterbrechungsfreie adaptive Korrekturverfahren mit Pseudo-Zufalls-Binärwortfolgen-Linearisierung

Der Zweck dieser stochastischen Linearisierung des Referenz-ADUs und des Abtasthaltekreises AHK2 besteht darin, daß durch die Addition der Z-transformierten Signalgrößen

$$V(z) = X(z) + Q_E(z) \cdot \tau_p(z) + \tau_E(z) \quad (5-59)$$

mit dem analogen Pseudo-Zufalls-Binärwortsignal

$$\tau_p^*(z) = Q_E(z) \cdot \tau_p(z) + \tau_E(z) \quad (5-60)$$

zum Eingangssignal $X(z)$ der Referenz-ADU einschließlich seines Abtasthaltekreises AHK2 - jeweils für ein pegelgleiches $X(z)$ - die Quantisierung von $V(z)$ jedesmal in einem anderen Arbeitspunkt vornimmt. Bezüglich eines und desselben Momentanwertes x_1 des Eingangssignales $X(z)$ wird laufend ein neuer Quantisierungsrest $r_R(z)$ des Referenz-ADUs gebildet, der somit die nichtlinearen Abweichungen der Quantisierung von $V(z)$ bezüglich des

$$U(z) = Q_R(z) \cdot V(z) + r_R(z) \quad (5-61)$$

enthält. Durch die nachfolgende Subtraktion des digitalen Pseudo-Random-Signales $r_p(z)$ vom Signal $U(z)$ wird für die Weiterverarbeitung durch den Mittelwertrechner der additiv eingefügte Störanteil $r_p(z)$ bis auf den Rest $r_E(z)$ des Referenz-DAUs wieder eliminiert. Damit kann für das Subtraktionsergebnis $Y(z)$ eine allgemeine Übertragungsgleichung der Z-Transformierten angegeben werden zu

$$Y^*(z) = Q_R(z) \cdot [X(z) + Q_E(z) \cdot r_p(z) + r_E(z)] + r_R(z) - r_p(z). \quad (5-62)$$

Unter den ideal vorausgesetzten Bedingungen $Q_R(z) = Q_E(z) = 1$ und $Q_H(z) = \text{const.}$ und damit für die Mittelung $M(z) \approx 1$, liefert die Gleichung (5-62) das Korrekturergebnis

$$S(z) = X(z) + r_R(z) + r_E(z). \quad (5-63)$$

Für die wertspezifische Mittelung* über M gleiche Werte $d_{b,i}$, indem zur optimalen Mittelung $M \rightarrow \infty$ gehen sollte, ergibt sich

$$S(z) = X(z) + \overline{r_R(z) + r_E(z)}^* \triangleq X(z) + C, \quad (5-64)$$

wobei die Größe C einen nahezu konstanten "Mittelungsoffset" der Gesamtfehler der Umsetzung im System darstellt. Die Übertragungskennlinie des HF-ADUS (ohne Abtasthaltekreis AHK1) sowie die des Referenz-ADUS, einschließlich seines Abtasthaltekreises AHK2, werden somit weitgehend linearisiert. Für die Wirksamkeit der Korrektur sind dann nur noch die Übertragungseigenschaften des ersten Abtasthaltekreises AHK1 und des Referenz-DAUS bestimmend. Zweckmäßigerweise sollte die Dimensionierung des Referenz-ADUS und des Referenz-DAUS derart erfolgen, daß der maximale Summenpegel von $v(t)$ den Referenz-ADU gerade voll aussteuert, indem die Signale $x(t)$ und $r_p(t)$ mit ihren Dynamikbereichen zur Summendynamik

$$|\Delta v|_{\max} = \frac{1}{2} |\Delta x|_{\max} + \frac{1}{2} |\Delta r_p|_{\max} \quad (5-65)$$

beitragen. Damit ist für den Referenz-ADU gegenüber dem HF-ADU eine um 1 Bit erhöhte Wortlänge ($N + 1$ bit) erforderlich.

5.3 Folgerungen für die kritischen ADU-Komponenten des digitalen Empfängers

Die Grenzen der A/D-Umsetzer bezüglich der Abtastfrequenz f_A , der Signalbandbreite B , der Auflösung q , des dynamischen Bereiches D , des Quantisierungsfehlers r und des Rauschens werden trotz aller noch so sinnvollen Verfahren (Kap. 3) und Systemkonfigurationen ebenso von den physikalischen und technologischen Einschränkungen ihrer passiven und vor allem aktiven Bauelemente beeinflußt. Hierunter fallen insbesondere Vor- und Trennverstärker, Summationsverstärker, Faltverstärker, Komparatoren, Abtasthaltekreise, Spannungs- und Stromschalter sowie Rück-D/A-Umsetzer. Um damit den Anforderungen der ADU des digitalen Hochfrequenzempfängers nach Kapitel 2 ff. einigermaßen gerecht zu werden, sind die kritischen Komponenten und Baugruppen nach folgenden Gesichtspunkten auszuwählen und deren Kenngrößen zu optimieren:

1. Ihre Kleinsignalaussteuerung $\Delta x / \min$ (untere Grenze ihres dynamischen Bereiches) wird durch ihre thermische und bauelementenspezifische Rauschleistung P_e festgelegt. Folglich muß $P_e < P_q$ (Quantisierungsrauschleistung, Gl. (2-55)) an ihrer Einsatzstelle im System gelten.

2. Ihre Großsignalaussteuerung $\Delta x / \max$ (obere Grenze ihres dynamischen Bereiches) wird durch die endlichen Werte von Strömen und Spannungen (Leistungsgrenze) in den Bauelementen bestimmt. Daraus ergeben sich Genauigkeitsanforderungen, die nur Fehler $e < r$ (Quantisierungsfehler, Gl. (2-54)) an ihren Aussteuerungen zulassen.

3. Ihre Signalverarbeitungsbandbreite B bzw. ihre Signaleinschwingzeit t_e (beim AHK: T_A, t_{ap}) wird durch die physikalisch und technologisch bedingten Signalspeichereffekte und endlichen Signallaufzeiten τ_L bzw. Schaltzeiten t_s in den Bauelementen begrenzt. Hinzu kommen bei Großsignalaussteuerung zusätzliche Einschränkungen für die Bandbreite B und Einschwingzeit t_e infolge der Signalbegrenzung nach Punkt 2. In der Regel sind dann Einschwingzeiten $t_e < 1/(2 \cdot f_A)$ und Signallaufzeiten $\tau_L \ll 1/f_A$ der Komponenten für den DE-ADU erforderlich.

4. Ihre Übertragungsgenauigkeit $\mathcal{P}$ innerhalb des Aussteuerbereiches $\Delta x / \max$ hängt von den physikalisch bedingten nichtlinearen Kennlinien der verwendeten Bauelemente ab. Deshalb ist rein theoretisch bei rückgekoppelten Komponenten, z.B. Operationsverstärkern, eine statische Leerlaufverstärkung $V_0 > 1000$ bei zugleich großer Bandbreite $B_V (> 100 \text{ MHz})$ nötig, um bei kleinen Betriebsverstärkungen $/G_B(\omega=0)/ \leq 100$ eine ausreichende Linearisierung der Übertragungskennlinie zu erreichen.

Aus diesen Gründen hat sich bereits bei einer ähnlichen Realisierung des ADU-Vorschlages nach Kapitel 3.4 (30 MHz/ 14 bit ADU) herausgestellt, daß vor allem die bisherigen käuflichen Operationsverstärker /64/ und Abtasthaltekreise /65/ bezüglich der geforderten Bandbreiten und Einschwingzeiten innerhalb des Systems überhaupt nicht in Frage kommen. Da dem Autor bis jetzt keine geeigneten Verstärker und Abtasthaltekreise für den ADU-Vorschlag des Kapitels 3.4 sowie für die Systeme nach Kapitel 3 und Kapitel 5 bekannt sind, werden im nächsten Kapitel einige neue Konzeptverbesserungen an kritischen Systemkomponenten vorgestellt.

6 ARBEITEN ZUR VERBESSERUNG DER EIGENSCHAFTEN KRITISCHER SYSTEMKOMPONENTEN

Das wesentliche Ziel aller im folgenden beschriebenen Verbesserungen an kritischen Systemkomponenten ist, vor allem eine Steigerung ihrer Signalverarbeitungsgeschwindigkeit bzw. ihrer Verarbeitungsbandbreite bei gegebener großer Genauigkeit in der Signalübertragung zu erreichen. Der technische Realisierungsaufwand bei den Komponenten soll hierbei möglichst klein gehalten werden. Dabei spielt die Langzeitstabilität ihrer Parameter, wie z.B. Drift der Verstärkungsfaktoren durch Temperatur und Alterung, nur eine untergeordnete Rolle, da diese Effekte meist durch bekannte Regelschaltungen /66/ auf ein zulässiges Maß stabilisiert werden können.

Außerdem werden hier zur Vereinfachung der Beschreibung die Kenngrößen des kontinuierlichen Betriebes, wie z.B. Spektralparameter, Bandbreiten, vorzugsweise durch die Kenngrößen des Abtast- und Impulsbetriebes, wie z.B. Zeitparameter und Z-Transformierte, dargestellt. Diese Betrachtungsweise ist gerechtfertigt, da es sich hier um Abtastsysteme handelt und die eigentliche Signalweiterverarbeitung jeweils im sogenannten "quasi-statischen Betrieb" innerhalb des Abtastzeitintervalls T erfolgt.

6.1 Spezielle Breitbandverstärker

Der Breitbandverstärker stellt den zentralen Baustein aller aktiven Komponenten der schnellen A/D-Umsetzer dar. An ihn und an seine nichtlinearen Varianten (Komparatoren, Faltverstärker, usw.) werden die höchsten Anforderungen bezüglich der Betriebsbandbreite B bei zugleich großer Übertragungslinearität (zumindest abschnittsweise) gestellt. Da hier, siehe Kapitel 3.4, relativ kleine Betriebsverstärkungen $V_B(\omega=0)$ zwischen 1 und 100 erforderlich sind, können in der Regel Breitbandverstärker bzw. Differenzverstärker (Operationsverstärker) mit ausreichend großen Leerlaufverstärkungen

$V_0(\omega=0)$ ($40 \text{ dB} \leq V_0 < 80 \text{ dB}$) in Gegenkoppschleifen nach Bild 6-1 - mit dem reellen Koppelfaktor K - den beiden sich widersprechenden Anforderungen von Bandbreite und Genauigkeit einigermaßen gerecht werden.

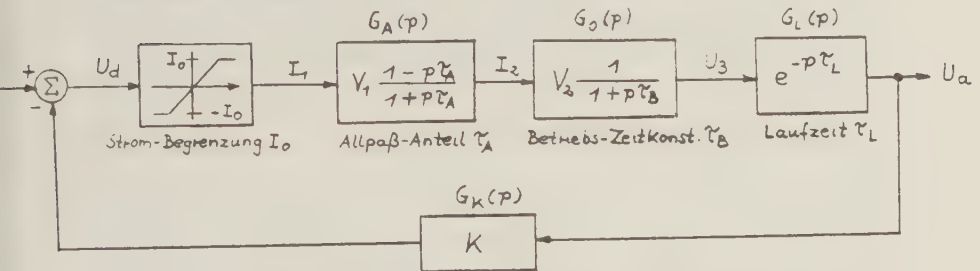


Bild 6-1 Verwendetes Übertragungsmodell für gegengekoppelte Breitbandverstärker

Nach Bild 6-1 kann das Übertragungsverhalten dieser Verstärker im wesentlichen durch einen nichtlinearen Anteil /67/, der eine Begrenzung von Strömen und Spannungen infolge der endlichen Verstärkerleistung (hier nur Strombegrenzung eingezeichnet) bewirkt, sowie durch einen linearen Anteil /68/ hervorgerufen durch die reellen Pole und reellen Nullstellen seiner Übertragungsfunktion $G(p)$ einschließlich einer physikalischen Signallaufzeit τ_L charakterisiert werden.

Um die Frequenzabhängigkeit des Amplitudengangs $|G_B(\omega)|$ und des Phasengangs $\varphi_B(\omega)$ (Bode-Diagramm) der Betriebsverstärkung $G_B(p)$ des eingeschwungenen Systems zu erhalten, muß der lineare Anteil der Leerlaufübertragung

$$G(p) = G_A(p) \cdot G_O(p) \cdot G_L(p) \quad (6-1)$$

bzw. unter Berücksichtigung der Laufzeit /69/

$$G(p) = V_0 \frac{1 - p \tau_A}{1 + p \tau_A} \cdot \frac{1}{1 + p \tau_B} \cdot e^{-p \tau_L} \quad (6-2)$$

mit $V_0 = V_1 \cdot V_2$ und $p = j\omega$ aufgestellt werden, um dann daraus die Übertragungsfunktion $G_B(p)$ des geschlossenen Systems

$$G_B(p) = G_V(p) \cdot \frac{1}{e^{p \tau_L} + K \cdot G_V(p)} \quad (6-3)$$

mit $G_V(p) = G_A(p) \cdot G_0(p)$ ermitteln zu können. Erfahrungs-gemäß hat sich bei einstufigen Verstärkern /70/ mit einem dominanten Übertragungspol der Zeitkonstante τ_B gezeigt, daß zur weiteren Berechnung wohl in der Regel zwar der eigentliche Allpaßanteil $G_A(p)$ nicht aber die Signallaufzeit - die durch einen anderen Allpaßanteil approximiert werden kann - vernachlässigt werden darf. Aus Gl. (6-3) kann dann mit $G_A(p) = 1$ der Amplitudengang

$$|G_B(\omega)| = V_0 \cdot \sqrt{\frac{1}{1 + (K V_0)^2 + (\omega \tau_B)^2 + 2 K V_0 (\cos \omega \tau_L - \omega \tau_B \sin \omega \tau_L)}} \quad (6-4)$$

berechnet werden. Zur weiteren Auswertung wird $|G_B(\omega)|$ auf die statische Betriebsverstärkung

$$|G_B(\omega=0)| = \frac{V_0}{1 + K \cdot V_0} \quad (6-5)$$

normiert und ergibt somit

$$|G_N(\omega)| = \sqrt{\frac{(1 + K \cdot V_0)^2}{1 + (K \cdot V_0)^2 + (\omega \tau_B)^2 + 2 K V_0 (\cos \omega \alpha \tau_B - \omega \tau_B \sin \omega \alpha \tau_B)}} \quad (6-6)$$

wobei $\alpha = \tau_L / \tau_B$ das Verhältnis der Verstärkerlaufzeit τ_L zu seiner Zeitkonstante τ_B darstellt. Die Laufzeit τ_L verändert somit nicht nur den Amplituden- und Phasengang der Betriebsverstärkung $G_N(\omega)$ bzw. $G_B(\omega)$ sondern beeinflußt durch die Leerlaufphase

$$\varphi_0(\omega) = \arctan(\omega \cdot \tau_B) + \omega \cdot \tau_L \quad (6-7)$$

auch die Stabilität des Systems. Aus Gl. (6-6) und Gl. (6-7) kann man entnehmen, daß durch die Laufzeit τ_L die Betriebsbandbreite B_B etwa den doppelten Wert der Bandbreite B des minimalphasigen Systems ($\tau_L = 0$) erreichen kann. Bei hohen Frequenzen ($\omega > 1/\tau_B$) kann aufgrund der Laufzeit die Phasenverschiebung so groß werden, daß bereits dadurch die Rückkopplung zur Mitkopplung wird und damit die Betriebsverstärkung über die Leerlaufverstärkung anhebt. Damit folgt für den noch stabilen Betrieb des Verstärkers

$$K \cdot |G(p)|_{\varphi_0 = 180^\circ} < 1. \quad (6-8)$$

Mit Hilfe von Gl. (6-8) und Gl. (6-7) läßt sich daraus dann - unter Annahme gleich großer Phasendrehungsanteile durch die Zeitkonstante τ_B des Betriebspoles und durch die Laufzeit τ_L an der Stabilitätsgrenze der Betriebsverstärkung - die Bedingung

$$\tau_B > \frac{2}{\pi} K \cdot V_0 \cdot \tau_L \quad (6-9)$$

für die Laufzeit τ_L in Abhängigkeit der Zeitkonstante τ_B des Betriebspoles herleiten. Diese Erhöhung der Bandbreite durch ein geeignetes τ_L ist in vielen Fällen ein erwünschter Effekt, führt aber bei der Erregung des Systems durch Sprungfunktionen $f(t)$ teilweise zu erheblichem Überschwingen /41/ auf der Ausgangsseite. Damit wird meist die Einschwingzeit t_e des Verstärkers verschlechtert. Nun läßt sich aber aus dem Amplitudengang $|G_N(\omega)|$ der normierten Betriebsverstärkung eine optimale Laufzeit /71/

$$\tau_{Lopt} = \alpha_{opt} \quad (6-10)$$

z.B. durch Rechnersimulationen derart bestimmen, daß damit der Amplitudengang $|G_B(\omega)|$ gerade noch keine Überhöhungen aufweist (gewisse Welligkeit vorausgesetzt) und das Überschwingen des Systems bei Sprungerregungen $f(t)$ (wichtig für Abtastsysteme) damit kleiner als ca. 2 % der Sprungamplituden bleibt. Die optimale Laufzeit ist damit nicht

nur eine Funktion der dominanten Verstärkerzeitkonstante τ_B , sondern hängt ebenfalls von der statischen Leerlaufverstärkung V_0 und dem Rückkoppelfaktor K , Gl. (6-10), ab. Deshalb wird bei den technischen Ausführungen der Verstärker die statische Leerlaufverstärkung V_0 zur Optimierung der Laufzeit τ_L von außen einstellbar (Arbeitspunkt-Ströme I_0) ausgeführt.

6.1.1 Ein GaAs-FET-Operationsverstärker

Nach den vorhergehenden Betrachtungen ergeben sich erforderlich kleine Signallaufzeiten von $\tau_L < 2$ ns für die Verstärker des DE-ADUS, die bei Sprungantworten die Höhe und vor allem die Zeitdauer des Überschwingens maßgeblich bedingen (Kap. 6.1). Damit ist ein einstufiger Verstärker-aufbau im Prinzip nach Bild 6-2 mit nur einem dominanten Übertragungspol p_B mit der Zeitkonstante τ_B zweckmäßig.

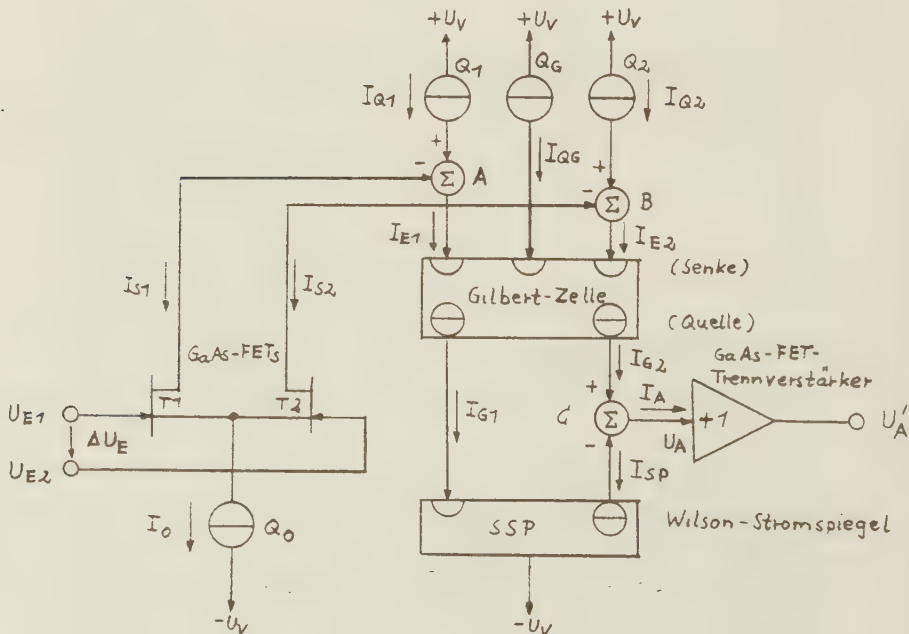


Bild 6-2 GaAs-FET-Operationsverstärker KS1048

Da die entsprechenden theoretischen Grenzwerte nach Kapitel 5.3 heute bei weitem nicht erreichbar sind, soll wenigstens ein solcher einstufiger Verstärkeraufbau für den DE-ADU von Kapitel 3.4 unter Verwendung geeigneter Halbleiter ein benötigtes Bandbreitenverstärkungsprodukt $B_0 \geq 2,5$ GHz ermöglichen. Im Hinblick auf die Anwendung bei Abtasthaltekreisen sind extrem hochohmige Differenzeingänge notwendig, die hier nach Bild 6-2 und dem Stromlaufplan im Anhang 5 durch den Einsatz von n-kanaligen Sperrschicht-GaAs-Feldeffekt-Transistoren T1 und T2 in der Eingangsstufe realisiert werden. Um eine ausreichend hohe statische Leerlaufverstärkung $V_0 \approx 60$ dB zu erzielen, wird außer einer stromverstärkenden "Gilbert-Zelle" /72/, der gleiche MES-FET in der Endstufe als "Source-Folger" /73/ verwendet.

Hierbei arbeitet der Verstärker intern im reinen "Strom-Modus". Dies wird durch eine entsprechende Auswahl und Anordnung von vier Stromquellen Q_0, Q_1, Q_2, Q_G , einem Wilson-Stromspiegel SSP und mit der Schaltung einer "Gilbert-Zelle" erreicht. Um eine Stromverstärkung der "Gilbert-Zelle" von ca. 2 zu bewirken, wurden die vier Stromquellen alle gleich groß dimensioniert, d.h. $I_0 = I_{Q1} = I_{Q2} = I_{QG}$ und $I_0 = I_{S1} + I_{S2}$. Damit kann unter Annahme eines idealen Verhaltens der Stromquellen des Stromspiegels und der "Gilbert-Zelle" für die Stromaussteuerung I (Kleinsignal) am Summationspunkt A

$$I_{E1} = I_{Q1} - I_{S1} = I_{S2}, \quad (6-11)$$

am Summationspunkt B

$$I_{E2} = I_{Q2} - I_{S2} = I_{S1} \quad (6-12)$$

und am Summationspunkt C

$$I_A = I_{G2} - I_{SP} = 2 \cdot I_{E2} - I_{G1},$$

$$I_A = 2 \cdot (I_{S1} - I_{S2}) \quad (6-13)$$

geschrieben werden. Werden nun die Ausgangsstromänderungen

I_{S1} und I_{S2} der FETs T1 und T2 mit ihren Eingangsspannungen U_{E1} und U_{E2} über ihre Steilheiten g_1 und g_2 in Beziehung gesetzt:

$$I_{S1} = g_1 \cdot \left(\frac{U_{E1} - U_{E2}}{2} \right) = g_1 \cdot \frac{\Delta U_E}{2} , \quad (6-14)$$

$$I_{S2} = -g_2 \cdot \left(\frac{U_{E1} - U_{E2}}{2} \right) = -g_2 \cdot \frac{\Delta U_E}{2} , \quad (6-15)$$

so ergibt sich

$$I_A = \Delta U_E (g_1 + g_2) \quad (6-16)$$

oder mit $g_1 = g_2 = g_m$

$$I_A = 2 \cdot g_m \cdot \Delta U_E . \quad (6-17)$$

Wird nun anhand der Betrachtungen nach Kapitel 6.1 und Bild 6-1 für die Spannungen U_A bzw. U'_A am Stromsummationspunkt C ein dominanter Verstärkungspol p_B (Betriebspol der Übertragungsfkt. $G_0(p)$) mit der Zeitkonstante $\tau_B = 1/(R_A C_A)$ angenommen, so kann das Verhalten der Leerlaufverstärkung $G(p)$ des realisierten Verstärkers bis zu einer Betriebsbandbreite B_B von ca. 100 MHz (siehe Anhang A5) grob damit beschrieben werden. Bei dieser einfachsten Näherung des Übertragungsverhaltens des einstufigen Verstärkers nur durch eine reelle Polstelle ohne zusätzliche Signallaufzeiteffekte (minimalphasiges System), stellt der Widerstand R_A den differentiellen Quellwiderstand für den Strom I_A und die Kapazität C_A die Schaltungskapazität am Punkt C dar. Aus der Parallelschaltung der entsprechenden differentiellen Innenwiderstände des Stromspiegels und der "Gilbert-Zelle", die infolge des Early-Effektes /74/ endlich sind, ergibt sich die Größe R_A . Ähnliches gilt auch für den Wert der Kapazität C_A . Der Eingangswiderstand R_{TE} des nachfolgenden GaAs-FET-Trennverstärkers kann wegen $R_{TE} \gg R_A$ vernachlässigt werden. Dagegen geht seine Eingangskapazität voll in den Wert von C_A ein. Somit wird hier das Übertragungsverhalten des Verstärkers im Leerlauf und für tiefe Frequenzen $f < f_{pol\ 2}$ (Polfrequenz eines

zweiten Übertragungspoles genügend weit oberhalb des ersten dominanten Betriebspoles p_B) weiterhin durch die einpolige Übertragungs-näherung für die Ausgangsspannung

$$\Delta U_A = 2 \cdot g_m \cdot R_A \cdot \Delta U_E \cdot \frac{1}{1 + R_A \cdot C_A \cdot p} \quad (6-18)$$

und Übertragungsfunktion des Verstärkers

$$G(p) = V_0 \cdot \frac{1}{1 + R_A \cdot C_A \cdot p} \quad (6-19)$$

mit der statischen Leerlaufverstärkung V_0

$$V_0 = 2 \cdot g_m \cdot R_A \quad (6-20)$$

beschrieben. Für die Ausgangsspannung ΔU_A bzw. Leerlaufverstärkung $|G(\omega)|$ ist noch die geringe Dämpfung der Verstärkerendstufe zu berücksichtigen.

Ein solcher Verstärker besitzt dann ohne Beachtung seiner Signaldurchlaufzeit τ_L und seiner Signalbegrenzungswirkung nach Kapitel 6.1 ein rein exponentielles Einschwingen

$$U_A(t) = U_0 (1 - e^{-\omega_g t}) \quad \text{mit } \omega_g = 2\pi \cdot B_B, \quad (6-21)$$

als Antwort auf eine Sprungerregung $x(t)$ mit der Amplitude U_0 , wobei B_B die durch eine Gegenkopplung eingestellte Betriebsbandbreite B_B der Betriebsverstärkung $|G_B(\omega)|$ darstellt. Damit ergibt sich für den linearen Einschwingvorgang des begrenzungs-freien, minimalphasigen Teiles des Verstärkers unter Angabe eines relativen Endfehlers s_e eine Einschwingzeit

$$t_{eo} = \frac{-\ln s_e}{2\pi \cdot B_B}. \quad (6-22)$$

Der nichtlineare Anteil t_{el} an der Gesamteinschwingzeit $t_e \approx \sqrt{t_{eo}^2 + t_{el}^2}$ des Verstärkers wird durch Sättigungs- und nichtlineare Speichereffekte /68/ hervorgerufen. Für dessen Bestimmung müssen seine Durchlaufzeit τ_L , die ein Überschwingen der Zeitdauer

$$\tau_u > 2 \cdot \tau_L \quad (6-23)$$

verursacht, sowie die Signalbegrenzungswirkungen vor allem in der Eingangsdifferenzstufe, Bild 6-1, die sich unter anderem in seiner maximalen Nachlaufgeschwindigkeit

$$S_T = \left| \frac{dU_A}{dt} \right|_{\max} \quad (6-24)$$

("Slew-Rate" /75/) äußert, mit berücksichtigt werden.

Bei einer theoretischen Dimensionierung des Verstärkers für ein Bandbreitenverstärkungsprodukt $B_0 \approx 3$ GHz, eine statische Leerlaufverstärkung $V_0 \approx 60$ dB und eine 3 dB-Eckfrequenz $f_g \approx 3$ MHz der Leerlaufverstärkung, ergibt die Rechnung einen Quellwiderstand $R_A \approx 21$ k Ω und eine Schaltkapazität $C_A \approx 2,5$ pF am Summenpunkt C mit einer angenommenen Steilheit $g_m \geq 33$ mS der GaAs-FETs bei Drainströmen um ca. 10 mA. Die im Anhang A5 durch Messungen und darauf beruhenden Rechnungen ermittelten Parameter zeigen mit wenigen Ausnahmen erhebliche Abweichungen von den hier aufgeführten Werten. So kann das viel zu kleine, gemessene Bandbreitenverstärkungsprodukt B_0 begründet werden damit, daß die GaAs-FETs T1 und T2 im Bild 6-2 aus Verlustleistungsgründen nicht mit den erforderlich hohen Sourceströmen, die die Steilheiten g_m dieser Transistoren weitgehend beeinflussen, betrieben werden konnten. Sie erbringen hier nur eine Steilheit $g_m^* \approx 7$ mS bei einem Sourcestrom $I_S \approx 10$ mA. Für das gewünschte Bandbreitenverstärkungsprodukt $B_0 \approx 3$ GHz sind aber nach Gl. (6-19) und (6-20) mindestens 33 mS an Steilheit erforderlich. Außerdem werden hier nicht die nichtlinearen Effekte, z.B. die die maximale Nachlaufgeschwindigkeit nach Gl. (6-24) ausmachen, berücksichtigt. Dies führt unter anderem zu den großen Anstiegs- und Abfallzeiten bei Sprungerregung, die im Anhang A5 aufgeführt werden.

6.1.2 Ein komparatorgesteuerter Falt-Operationsverstärker

Faltverstärker sind ein nichtlinearer Sonderfall der Breitbandverstärker. Ihnen kommt für die erreichbare Genauigkeit und Geschwindigkeit der A/D-Umsetzung nach dem Faltungsverfahren gemäß Kapitel 3.3.1 eine entscheidende Bedeutung zu. Die zu realisierenden (Mehrfach-) Betragskennlinien, Bild 3-13, werfen erhebliche Bandbreiten- und Genauigkeitsprobleme auf. Durch eine n -fache "Faltung der Kennlinie" wird die Bandbreite B_S eines bandbegrenzten Eingangssignales $U_E(t)$ auf eine Bandbreite

$$B_F \geq 2^n \cdot B_S \quad (6-25)$$

(Frequenzvervielfachung) für Vollaussteuerung und ohne Verluste an Signalinformation vergrößert. Einfache Transistordifferenz-Faltstufen /39/ besitzen für wenige Faltungsschritte n ($n \leq 4$) die erforderliche Bandbreite $B \approx B_F$ /41/, können aber wegen der Nichtlinearität und "Verrundung" ihrer Betragskennlinien nicht die Genauigkeit für eine hochauflösende Faltung erreichen. Bei idealem Eingangsverstärker mit der Verstärkung V und Leerlauf am Ausgang liefert eine solche Transistorstufe ("Gilbert-Zelle" als betragsbildende Stufe, Spannungsauskopplung an der gemeinsamen Emittierstrecke der inneren Differenzstufe /76/) deshalb eine Ausgangsspannung

$$U_A = U_T \ln \left[\cosh \left(V \cdot \frac{U_E}{U_T} \right) \right] - |U_E|_{\max} \quad (6-26)$$

mit der Temperaturspannung $U_T = \frac{k \cdot T}{e}$ (ca. 26 mV bei 25 °C).

Hierbei liegt eine Verrundung der Kennlinie für die Übertragung der Eingangsspannung U_E im Bereich von ca. $U_T \cdot \ln 2$ vor.

Ein vom Verfasser vorgeschlagener neuartiger komparatorgesteuerter Falt-Operationsverstärker /77/ nach Bild 6-3 unter Verwendung von zwei Breitbandverstärkern, z.B. KS1048, und einem Komparator löst weitgehend diese Schwierigkeiten.

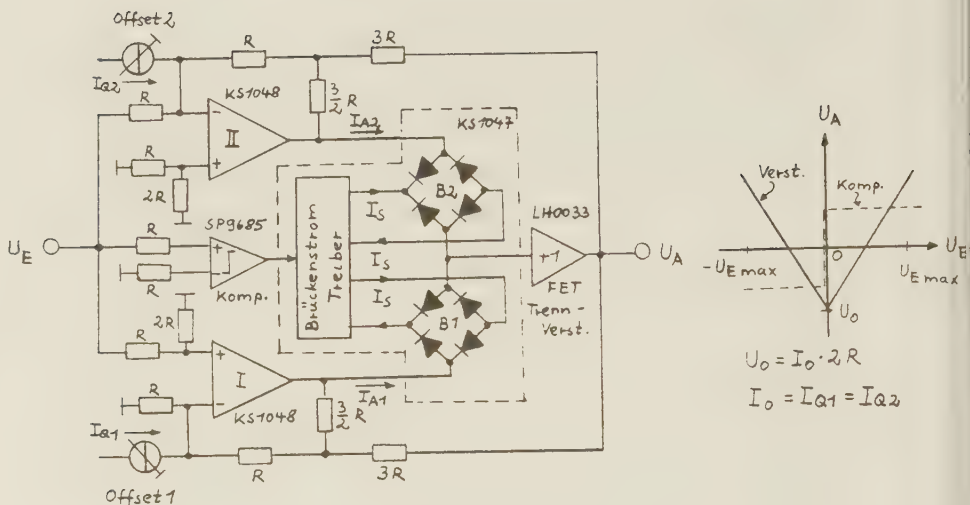


Bild 6-3 Komparatorgesteuerter Falt-Operationsverstärker

Die beiden Breitbandverstärker I und II (KS1048) stellen rückgekoppelte Linearverstärker mit genau gleichen Betriebsverstärkungen $|G_B(\omega)|$ dar, wobei Verstärker I das Eingangssignal U_E nichtinvertierend und Verstärker II invertierend verstärkt. Die beiden Schottky-Diodenbrücken B1 und B2 im Ausgangs- und Rückkoppelzweig des entsprechenden Verstärkers I bzw. II dienen hier mit dem Brückenstromtreiber als fremdgesteuerte elektronische Ein-/Aus-schalter für den Strom I_{A1} bzw. I_{A2} der gemeinsamen Ausgangsspannung U_A . Ihre Schaltzustände sind dabei immer zueinander gegenphasig, so daß ein Wechselschalterbetrieb erreicht wird. Ebenso wie der Breitband-Operationsverstärker KS1048 wurden die beiden Diodenbrücken B1 und B2 zusammen mit ihrem Brückenstromtreiber als hybrider Schaltkreis KS1047, beschrieben im Kap. 6.2.1, in "Präzisions-Dickschichttechnik" (Anhang A6) realisiert.

Mit den hier eingezeichneten Widerstandsverhältnissen wird für die Ausgangsspannung U_A jeweils eine statische Betriebsverstärkung $/G_B(\omega = 0)/ \approx 2$ erreicht, die dann durch die Betragsbildung mit der Offsetverschiebung nur scheinbar den Wert 1 ergibt. Unter Annahme einer statischen Leerlaufverstärkung $/G(\omega = 0)/ \approx 60$ dB der Verstärker, liegt somit eine statische Schleifenverstärkung $/G_S(\omega = 0)/ \approx 1000$ vor. Da die Diodenbrücken infolge der Stromteilung in den Rückkoppelzweigen, nur mit dem Faktor $1/3$ einbezogen sind, werden ihre Kennlinienabweichungen vom Idealverhalten maximal um den Wert $S_B \approx 1/3 \cdot /G_S(\omega)/ \leq 332$ reduziert. Damit ist gegenüber den einfachen Differenzstufen-Faltverstärkern /40/ eine erhebliche Linearisierung der Betragskennlinie der Gl. (6-26) gegeben, die aber trotzdem bei weitem noch nicht für den DE-ADU ausreicht. Zumindest soll hiermit ein möglicher Lösungsweg aufgezeigt werden.

Doch kann das Bandbreitenproblem der Faltung nach Gl. (6-25) dadurch umgangen werden, daß durch Vorschalten von Abtasthaltekreisen ein Abtastbetrieb (Abtastsystem) erreicht wird. Jetzt genügt es, daß der komparatorgesteuerte Faltverstärker bei Sprungerregung $\mu(t)$ mit maximaler Sprungamplitude $2 / U_0 /$ eine Einschwingzeit $t_e \leq T/2$ innerhalb der Abtastperiode T für eine vorgeschriebene Endgenauigkeit S_e erreicht. Außerdem ist es mit diesem Faltverstärker möglich, die parallele Multifaltung /24/ in einer vom Verfasser zum Patent /77/ angemeldeten Schaltungsanordnung nach Bild 6-4 ausführen zu können.

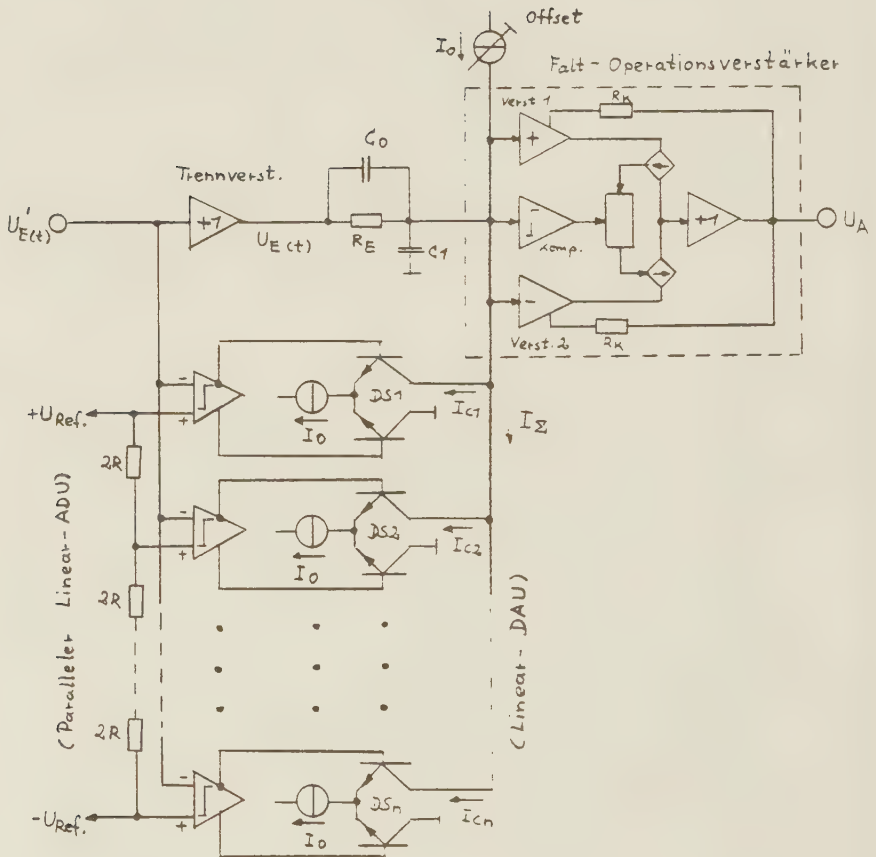


Bild 6-4 Anwendung des Faltverstärkers für die parallele Multifaltung

Die parallele Multifaltung nach Bild 6-4 mit einem einzigen derartigen Falt-Operationsverstärker setzt eine entsprechende Komparatorbank (Linear-ADU) sowie eine Bank von gleichen Stromschaltern (Linear-DAU) zur teilweisen Rückumsetzung voraus. Hierbei wird die Summe $I_{\Sigma} (= \sum I_C)$ der Kollektorströme des "Linear-DAUs" dem Faltverstärker derart zugeführt, daß sich damit die richtige Pegelverschiebung - Spannungsabfall am Eingangswiderstand R_E - für die Multifaltung des Signales $U'_E(t)$ am Systemeingang ergibt. Somit muß nach Bild 6-5 die "Offsetsignalverschiebung" des Eingangssignales $U_E(t) = R_E \cdot I_{\Sigma}$ am Faltverstärker jeweils durch ein ganzzahliges Vielfaches von $2q$ mit der Auflösung q des "Linear-ADUs" gegeben sein. Das Umschalten des Faltverstärkers wird hierbei durch den Summenstrom I_{Σ} gesteuert.

Um einen echten Parallelbetrieb von Komparator-Stromschalterbank und dem Falt-Operationsverstärker zu erreichen, muß das Eingangssignal $U'_E(t)$ der gesamten Multifaltungsstufe zum eigentlichen Faltverstärker um die Durchlaufzeit τ_{AD} des linearen ADU-DAU-Teiles verzögert werden. Dies kann im einfachsten Fall dann durch einen einfachen RC-Allpaß, Bild 6-4, mit dem Widerstand R_E und den Kondensatoren C_0 und C_1 geschehen. Doch für höhere Genauigkeitsanforderungen wie z.B. beim DE-ADU, ist dies ungenügend. In diesem Fall muß ein entsprechend genauer Abtasthaltekreis dem Signaleingang für $U'_E(t)$ vorgeschaltet werden.

6.2 Spezielle Schalter und Abtasthaltekreise

Außer den beschriebenen Verstärkern und deren Varianten, stellen die elektronischen Schalter (Transistoren, Dioden und Schaltungen mit aktiven nichtlinearen Elementen) die wichtigste Gruppe der ADU-Komponenten dar. Sie werden für die analoge Signalverarbeitung in vielfältiger Weise in Abtasthaltekreisen, Faltverstärkern, Multiplexern, D/A-Umsetzern usw., eingesetzt. Hierbei können die (idealen) Schalter als ein Sonderfall des (idealen) Modulators, Bild 6-6, mit einer Rechteckfunktion $h_0(t)$, Gl. (2-8), als Modulationsfunktion $m(t)$ betrachtet werden.

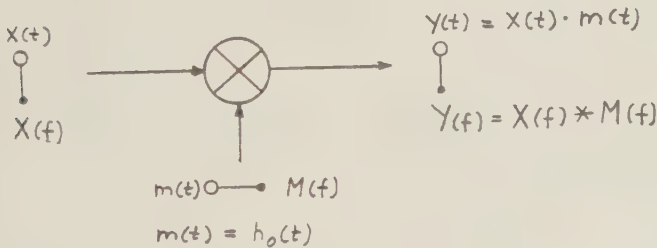


Bild 6-6 Idealer Schalter als Sonderfall des idealen Modulators

Der ideale Modulator /8/ wird daher als eine Anordnung definiert, die das Produkt $y(t)$ zweier Zeitfunktionen $x(t)$ und $m(t)$ bildet. Die Eingangsfunktion $x(t)$ und die Modulationsfunktion $m(t)$ können beliebige Zeitfunktionen sein. Im Falle des idealen Schalters stellt die Modulation $m(t)$ eine Rechteckfunktion $h_0(t)$ d.h. ein Zeittor dar /5/. Daher kann der Multiplikationsvorgang im Frequenzbereich durch die Faltungsoperation

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} X(f') \cdot M(f-f') \cdot df' \quad (6-27)$$

beschrieben werden. Der ideale Modulator gehört somit zu den linearen Systemen mit zeitlich veränderlichen Parametern.

Eine Verfälschung dieses idealen Vorganges tritt aber bei der technischen Anwendung im wesentlichen durch die endliche Aperturzeit T_A des Schalters auf (siehe Kapitel 2.1.2 und Gl. (2-25)). Diese Zeit T_A , die durch die Übergangszeit (Schaltzeit) gegeben ist, in der der Schalter von seinem einen Zustand in seinen anderen Zustand wechselt, sollte gegen Null gehen. Infolge von physikalischen Laufzeit- und Speichereffekten besitzen reale Schalter eine endliche Aperturzeit T_A , die wiederum aus drei Anteilen /78/ besteht:

1. Der größte Teil der Aperturzeit T_A wird durch die "Aperturverzögerung" τ_{pL} (aperture delay time) hervorgerufen. Damit wird der Mittelwert von ΔT_A gekennzeichnet, der die mittlere Verzögerung zwischen Schaltvorgangsauslösung und tatsächlichem Schaltvorgang angibt. Diese Komponente stört meistens nicht, da sie nur einer Verzögerung des Signales $x(t)$ entspricht.
2. Um Größenordnungen kleiner ist der "Apertur-Jitter" t_{ap} (aperture delay jitter) nach Gl. (2-39) aus Kapitel 2.1.2. Er kann durch einen systematischen Anteil, der hier "Apertur-Modulation" t_{pM} genannt werden soll, und einen nichtsystematischen Anteil beschrieben werden. Der deterministische Anteil t_{pM} ist eine Funktion der Aussteuerung des Schalters durch $x(t)$ und kann in seiner Wirkung unter gewissen Einschränkungen durch spezielle schaltungs-technische Maßnahmen ("Strom-Modus") auf das Ausgangssignal $y(t)$ klein gehalten werden.
3. Der im Apertur-Jitter t_{ap} maßgeblich enthaltene nicht-systematische Anteil soll hier "Apertur-Rauschen" t_{pR} genannt werden. Dieser nicht vorhersagbare Anteil t_{pR} entspringt einem reinen Zufallsprozeß und ist deshalb nicht korrigierbar mit Methoden von Kap. 5.2 ff.

Zur Minimierung des Apertur-Jitters t_{ap} und vor allem des darin enthaltenen "Apertur-Rauschens" t_{pR} dürften für die technische Anwendung beim digitalen Empfänger aus Geschwindigkeitsgründen nur Schalter mit speziellen Dioden (Schottky-Dioden, Tunnelioden, usw.) in Frage kommen. Das bedingt auf vorteilhafte Weise, wie z.B. aus Gl. (2-22) zu ersehen ist, gleichzeitig eine kleine Aperturzeit $T_A < 1 \text{ ns}$. Im folgenden Abschnitt wird ein solcher realisierter Schalter beschrieben.

6.2.1 Ein Schottky-Diodenschalter mit Treiberstufe

Ein neuartiger, vom Verfasser vorgeschlagener /77/ und /82/, als hybrider Schaltkreis KS1047 realisierter, sehr schneller Wechselschalter mit Treiberstufe für den Schaltstrom I_S ermöglicht es, sowohl Spannungen als auch Ströme innerhalb eines definierten Aussteuerbereiches potentialbezogen oder potentialfrei zu schalten. Durch die parallele Schaltungsanordnung von zwei gegensinnig gepolten Schottky-Diodenbrücken in "Graetz-Schaltung" nach Bild 6-7 sind Aperturzeiten $T_A \leq 400 \text{ ps}$ (Anhang A6) zu erreichen. Hierbei dient die Treiberstufe, bestehend aus den Transistoren T1, T2, T3 und T4, sowie mit den ebenfalls komplementären Konstantstromquellen Q1 und Q2 als Stromumkehrstufe zur Lieferung des Schaltstromes I_S . In /79/ wird dieser Schaltkreis meßtechnisch beschrieben.

Die Ansteuerung des Schalters mit dem Schalttakt T_S erfolgt hier entsprechend gegenphasig auf zwei getrennten Leitungen im ECL-Pegel. Bei langen Taktzuleitungen ist ein ECL-Leitungsempfänger (gestrichelt gezeichnet) zu verwenden.

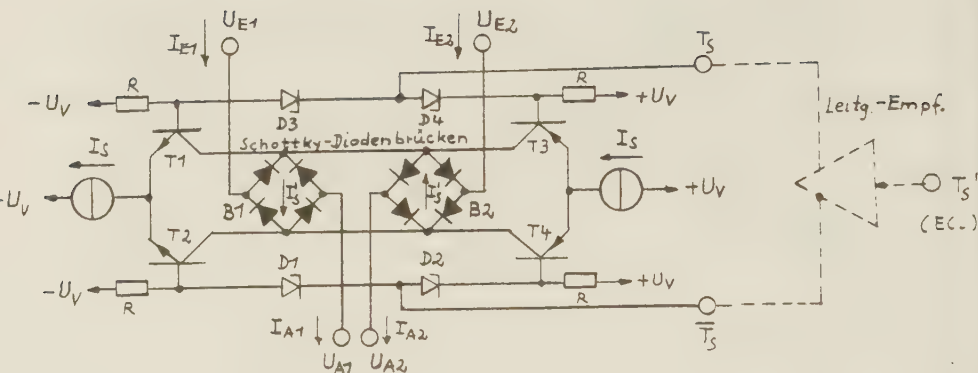


Bild 6-7 Prinzipschaltbild des Schottky-Diodenwechselschalters KS1047

In Abhängigkeit des momentanen Schalttaktzustandes wird diejenige Brücke, bei der die Diodenpolarität mit der momentanen Stromrichtung von I_S übereinstimmt, durchgeschaltet, während die andere Brücke vollständig sperrt. Die Dioden D1 bis D4 sind Zenerdioden und dienen nur zur Schaltpegelanpassung des Taktes T_S an die Basen der Differenzstufen-Transistoren T1 bis T4. Die Aussteuerbarkeit des Schalters durch den Eingangsstrom I_E und durch die Eingangsspannung U_E , bezüglich eines durch die Dimensionierung der Treiberstufe gegebenen Arbeitspunktes U_0 , ist bei Stromaussteuerung durch den maximalen Brückenstrom I_{Bmax} gemäß der Beziehung

$$|\Delta I_E|_{max} < I_{Bmax} = I_S \quad (6-28)$$

und bei Spannungsaussteuerung durch die Diodendurchlaßspannungen U_F gemäß der Beziehung

$$|\Delta U_E|_{max} < 2 \cdot U_F \quad (6-29)$$

begrenzt. Infolge des exponentiellen Kennlinienverlaufes der Dioden erfolgt bei großen Spannungsaussteuerungen ($\Delta U_E > 0,1 U_F$) eine starke zeitliche Beeinflussung der Auslösung des Schaltvorganges durch den Momentanpegel und seiner Änderungsgeschwindigkeit /78/ als Funktion der Eingangsspannung $U_E(t)$. Das hat dann entsprechend große Schwankungen der Aperturzeit T_A , d.h. einen großen Apertur-Jitter t_{ap} (Kap. 6.2), zur Folge. Dieser unerwünschte Effekt kann durch Betreiben des Schalters als reiner Stromschalter ($\Delta U_E \ll U_F$) oder durch Verwendung des Schalters in Rückkoppelschleifen /13/ von Breitband-Verstärkern stark vermindert werden. Bei dem nachfolgend beschriebenen Abtasthaltekreis wird hiervon Gebrauch gemacht.

6.2.2 Ein 100 MHz-Abtasthaltekreis mit mitlaufender Brückenschaltspannung

Abtasthaltekreise können sowohl mit als auch ohne Rückführungen auf vielfältige Weise, z.B. /10/, /65/ und /80/, realisiert werden. Gemeinsam ist allen, daß ein Haltekondensator C_H über einen Schalter vom abzutastenden Signal auf geladen und der Momentanwert der Kondensatorspannung U_{CH} beim Öffnen des Schalters im Kondensator gespeichert und festgehalten wird (siehe Kap. 2.1.1 und 2.1.2). Daher muß die Haltespannung U_{CH} am Kondensator C_H zur Auswertung hochohmig abgenommen werden.

Liegen Schalter und Haltekondensator C_H innerhalb eines Rückkoppelzweiges eines Operationsverstärkers ("Integrations-Typ" /80/), so kann die hohe Genauigkeit rückgekoppelter Operationsverstärker erreicht werden. Die Schnelligkeit einer derartigen Schaltung wird vom Operationsverstärker bestimmt und ist oft unzureichend. Eine wesentliche Steigerung der Abtastgeschwindigkeit ($f_A \geq 100 \text{ MHz}$) wird durch den Verzicht auf eine Rückkopplung erreicht. Dies geht dann allerdings zu Lasten der Genauigkeit und des Aussteuerbereichs dieser Abtasthaltekreise.

an den Einspeisungspunkten des Schaltstromes I_S in die Brücken gilt. Damit besteht eine mittlere, nahezu konstante Schalt-Signalspannungsdifferenz von

$$|U_{B0}| - U_A \approx \text{const.}, \quad (6-31)$$

die zu einer kleinen und fast konstanten Aperturzeit T_A des Abtasthaltekreises führt. Dementsprechend gering ist dann auch der Apertur-Modulations-Anteil t_{PM} . Außerdem wird dadurch der Spannungsaussteuerbereich $\Delta U_E / U_{E \max}$ weit über $2 \cdot U_F$ entsprechend nach Gl. (6-29) vergrößert. Der Arbeitspunkt U_0 des Schalters KS1047, zeigt somit nahezu keine Abhängigkeit vom Gleichspannungsanteil von $U_E(t)$ mehr und wird nur noch im geringen Maße von $dU_E(t)/dt$ (Amplitudendifferenz zweier zeitlich benachbarter Abtastwerte!) beeinflusst. Auch die volle Verarbeitungsbandbreite ($B_B > 50 \text{ MHz}$) eines Abtasthaltekreises ohne Signalführung wird in diesem Fall trotz der mitlaufenden Brückenschaltspannung erreicht. Aus der Zeitkonstante $\tau = (R_D + R_E) \cdot C_H$, die durch den Eingangswiderstand R_E und den Durchlaßwiderstand R_D der Brücke B1 mit C_H gebildet wird, kann die optimale Größe von C_H für eine bestimmte Signalerfassungszeit t_{aq} (Aquisitionszeit) abgeschätzt werden. Für eine Einschwinggenauigkeit auf 0,01 % des Signalhubes $\Delta U_E / U_{E \max}$, die für einen idealen, linear angenommenen RC-Einschwingvorgang einem 9-fachen Wert der Zeitkonstante τ entspricht, ergibt sich somit für $t_{aq} = 5 \text{ ns}$ und einem Quellwiderstand $R_i = R_E + R_D \approx 60 \Omega$ aus

$$C_H \approx \frac{t_{aq}}{9 \cdot R_i} \quad (6-32)$$

eine Haltekapazität von $C_H \approx 5 \text{ pF}$. Hierbei sind natürlich keinerlei parasitäre Effekte, wie z.B. Ladungsinjektionen in den Haltekapazitor C_H durch die ablaufenden Schaltvorgänge, berücksichtigt. In der Praxis muß deshalb der Wert von C_H größer als 5pF gewählt werden.

Außer zur Erzeugung der mitlaufenden Brückenschaltspannung U_{B0} dienen die Brücke B2 sowie der Buffer 2 der Verringerung des sogenannten "Feedthroughs" /65/ (Übersprechen von $U_E(t)$ während der Haltephase des Abtasthaltekreises).

6.3 Spezielle D/A-Umsetzer zur Rückumsetzung

6.3.1 Allgemeine Betrachtung

Mit Ausnahme des reinen Parallel- und Faltungsverfahrens ("Einstufenverfahren") benötigen alle weiteren A/D-Umsetzer der direkten Methoden, Kapitel 3, in vielfältigen Ausführungsformen D/A-Umsetzer /84/. Gemäß dem grundlegenden Divisionsalgorithmus nach Gl. (3-4) der rekursiven A/D-Umsetzung ist jeweils eine spezielle Multiplikation, Gl. (3-7), innerhalb eines Divisionsschrittes i notwendig. Diese Multiplikation wird in der Regel nach Bild 6-9, durch einen D/A-Umsetzer ausgeführt, der einen Analogwert u_i proportional der digitalen Eingangsgröße z_i liefert. Hierbei stellt der Proportionalitätsfaktor q_i (variabel bei den sogenannten "multiplizierenden DAUs") den Multiplikator bzw. das ADU-Inkrement des i -ten Umsetzungsschrittes dar.



Bild 6-9 Der D/A-Umsetzer als Multiplizierschaltung

Die Multiplikation in einem D/A-Umsetzer bzw. die Division in einem A/D-Umsetzer lassen sich definieren ähnlich wie die Multiplikation bzw. die Division von Zahlen. Doch ist

die Digital/Analog-Umsetzung, die zur Rückgewinnung des Analogwertes u_i aus dem codierten Wert z_i dient, nicht die inverse Operation zur Analog/Digital-Umsetzung. Da die Quantisierung infolge des ganzzahligen Divisionsvorganges nach Gl. (2-51) und (2-57) nicht vollständig rückgängig zu machen ist, stellt die Digital/Analog-Umsetzung einen Sonderfall der Multiplikation dar.

Aus Geschwindigkeitsgründen kommen beim ADU des digitalen Empfängers zur Ausführung dieser Multiplikationen nur parallele D/A-Umsetzungsverfahren /85/ in Frage. Sie beruhen darauf, daß die mittels elektronischer Schalter in Bild 6-6 gebildeten Unterprodukte $u_n = z_n \cdot q_n$ der Codewortabschnitte z_n mit den Stellenwertigkeiten q_n alle gleichzeitig zum Ergebnisprodukt

$$u_i = \sum_{n=1}^i z_n \cdot q_n \quad (6-34)$$

aufsummiert werden.

Je nach Art der Gewinnung der Teilmultiplikatoren q_n mit Hilfe von Widerstandsnetzwerken, sowohl in parallelen als auch seriellen Schaltungsanordnungen /13/, wird zwischen gestuften Einzelwiderständen (Spannungsteilern oder Stromteilern) und Kettenleitern, im Falle des Binärcodes R/2R-Kettenleitern /86/, unterschieden. Hierbei richten sich die Widerstandsverhältnisse dieser Netzwerke nach den Stellenwertigkeiten des verwendeten Codes, der zur Darstellung der Zahl z_n bzw. z_i dient. Außerdem ist noch die Art der realisierten Schalter (Stromschalter oder Spannungsschalter) von grundsätzlicher Bedeutung, sowie, ob die Summation, Gl. (6-34), als Stromsummation oder als Spannungssummation erfolgt. Bekanntlich /87/ lassen sich mit Stromschaltern und Stromsummation die höchsten Umsetzungsgeschwindigkeiten bei D/A-Umsetzern erreichen. Aus diesem Grunde wird im nächsten Abschnitt ein Konzept eines solchen parallelen Strom-D/A-Umsetzers zur Rückumsetzung vorgeschlagen.

6.3.2 Ein Linear-D/A-Umsetzer mit Differenzstromschaltern

Besonders günstig für eine monolithische Schaltkreisrealisierung sollte ein wertparalleler D/A-Umsetzer nach Bild 6-10 auszuführen sein, der vom Verfasser als sogenannter "Linear-DAU", vorgeschlagen wird.

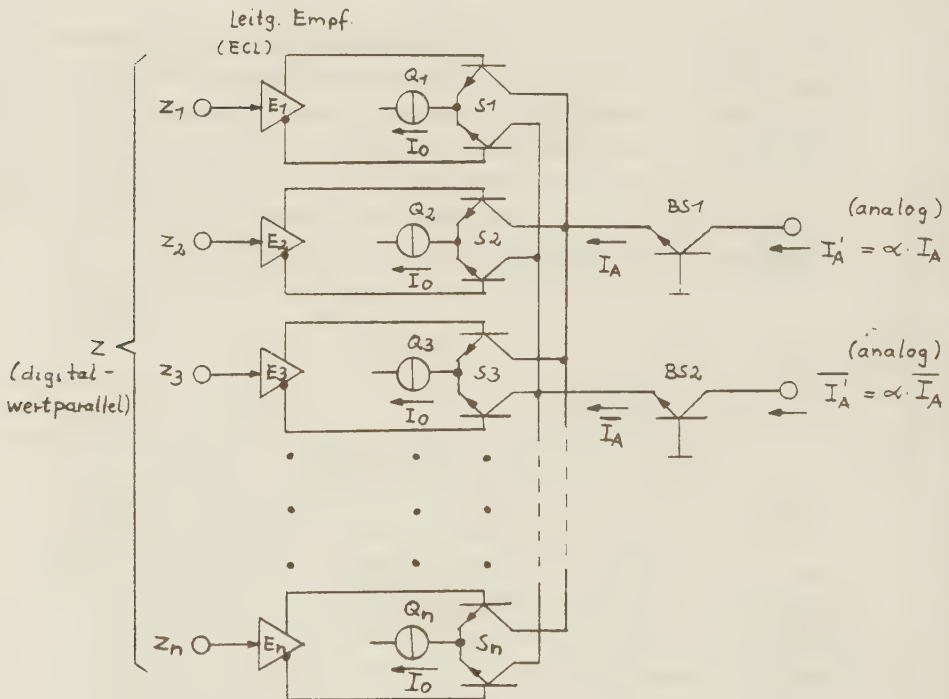


Bild 6-10 Prinzipschaltbild eines wertparallelen-Rück-D/A-Umsetzers (Linear-DAU)

Alle Unterprodukte (siehe Kap. 6.3) werden hier durch gleichartige Transistordifferenzstufen in der Funktion als Stromschalter mit jeweils gleichgroßem Multiplikator $q_n = I_0$ im "Strom-Modus" gebildet. Hierzu ist aber eine sogenannte "wertparallele Codierung" der ganzen Zahl z notwendig. Diese Codierung ist identisch mit dem Zählcode, den eine Komparatorbank eines rein parallelen A/D-Umsetzers, Bild 3-5, ohne nachfolgende kombinatorische Logik (Kap. 3.2.1) direkt liefert. Damit ist dieses Rück-D/A-Umsetzungsverfahren besonders vorteilhaft in Verbindung mit Parallel-A/D-Umsetzern anzuwenden, da hier dann jede Logik zur Umcodierung und Ansteuerung des "Linear-DAUs" entfällt und auf diese Weise keine zusätzlichen Signallaufzeiten durch Logikschaltkreise entstehen.

Der "Linear-DAU" besteht somit aus einer Bank von n exakt gleichen und schnellen Transistordifferenzstromschaltern, S_1 bis S_n , mit ihren dazugehörigen Konstantquellen, Q_1 bis Q_n . Hierbei liefern alle diese Konstantstromquellen den gleichen Strom I_0 . Die entsprechenden Kollektoren der Transistoren sind zur Stromaufsummierung der Ausgangsströme

$$I_A = \sum_{i=1}^n I_0 \cdot z_i \quad \text{und} \quad (6-35)$$

$$\overline{I_A} = n \cdot I_0 - I_A = \sum_{i=1}^n I_0 \cdot \overline{z_i} \quad (6-36)$$

miteinander verbunden.

Mit diesen gleichartigen Zellen sind nun bei einer monolithischen Ausführung hohe Relativgenauigkeiten sowie ein sehr guter Temperaturgleichlauf der einzelnen Komponenten erreichbar. Außerdem lassen sich statische Fehler in den "Umsetzgewichten" (Multiplikatoren) solcher DAU leicht durch ein digitales Korrekturverfahren nach Kapitel 5.2 ausgleichen.

Die wertparallele Ansteuerung an den Basen der Differenzstromschalter sollte aus Geschwindigkeitsgründen mit ECL-Gegentakt-Leitungsempfängern erfolgen. Ebenso können, um bei einer großen Zahl solcher Stromschalterzellen die negativen Auswirkungen der Summe der Kollektorkapazitäten auf das Umsetzungsband B_u bzw. die Einschwingzeit t_e zu verringern, in die Summenleitungen Transistorbasisstufen BS1 und BS2 eingefügt werden. In einer Rechnersimulation (siehe z.B. /76/) eines solchen 15-stufigen "Linear-DAUs" in Verbindung mit einem 4 bit-Parallel-A/D-Umsetzer ohne kombinatorische Logik ("Linear-ADU") wurden Einschwingzeiten $t_e < 4 \text{ ns}$ für das vollständige ADU-DAU-System auf volle Endgenauigkeit für eine 4 bit Umsetzung erreicht.

Eine Steigerung der DAU-Wortlänge weit über 4 bit unter Einhaltung der bisherigen Einschwingzeiten ($t_e \approx 5 \text{ ns}$) dürfte in erster Linie eine Aufwandsfrage darstellen. Für den ADU des DEs nach den Kaskadenverfahren (Kap. 3.2.2) insbesondere nach dem Vorschlag von Kapitel 3.4 können deshalb diese Linear-DAU vorteilhaft für die Rückumsetzungen, Gl. (3-7), zwischen den einzelnen Kaskadenstufen eingesetzt werden. Eine entsprechende Linearisierung dieser Unter-DAU durch ein nachfolgendes digitales Korrekturverfahren, so z.B. nach Kapitel 5.2.1 und 5.2.2, ist aber dann bei der Anwendung für den digitalen Empfänger notwendig.

7

MESSVERFAHREN ANGEWANDT AUF DEN 75 MHz / 8 Bit-A/D-UMSETZER TC1025E1C

Bei den Analog/Digital-Umsetzern für die digitalen Empfänger reichen bisher übliche Meßverfahren /88/ und /89/ aus den in Kapitel 2 aufgeführten Gründen zur Bestimmung der dynamischen Parameter (Quantisierungskennlinien, Signalstörabstände, Jitter, Rauschen) über den vollen Aussteuer- und Frequenzbereich nicht aus. Sie müssen durch neuartige, rechnergestützte Meßverfahren, /90/ und /92/, z.B. mit Hilfe von Tischrechnern /91/, wirkungsvoll ergänzt werden. Diese speziellen Meßverfahren werden im folgenden auf die zur Zeit schnellsten auf dem Markt befindlichen monolithischen 8 Bit-A/D-Umsetzer (TDC1025E1C der Firma TRW, Bild 7-1) für Abtastfrequenzen von 5 MHz bis 75 MHz angewandt.

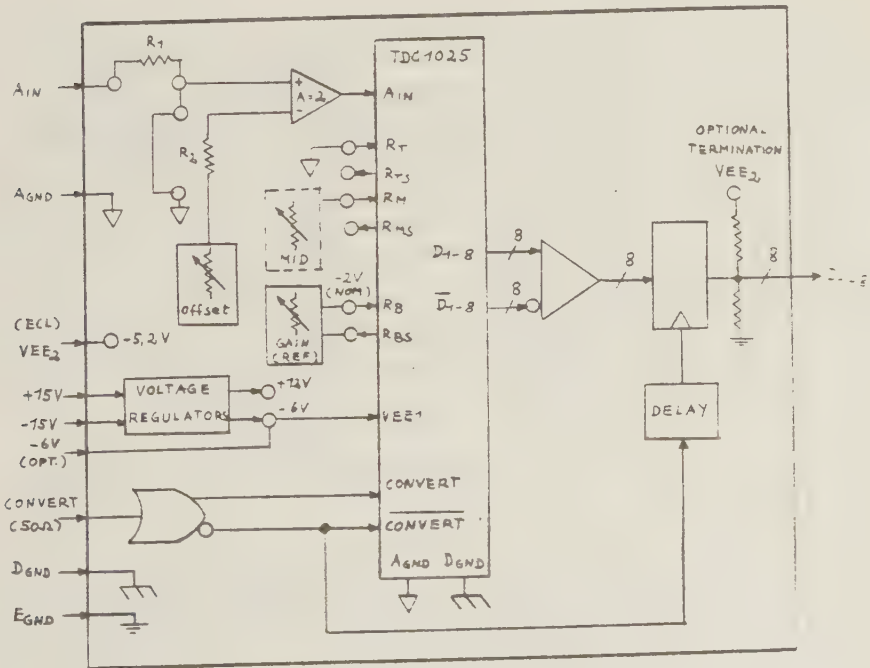


Bild 7-1 Blockschaltbild des parallelen 75 MHz/8 Bit-A/D-Umsetzers TDC1025E1C der Firma TRW

Nicht nur wegen der hohen Abtastfrequenz $f_A < 75 \text{ MHz}$ bei einer Auflösung $q \hat{=} 8 \text{ bit}$ Wortlänge wurden diese ADU ausgewählt, sondern auch weil dieses Parallelumsetzungsverfahren ("Flash-ADC", Kap. 3.2.1) vorwiegend als Unterumsetzungsverfahren für den digitalen Empfänger - so z.B. beim $30 \text{ MHz}/14 \text{ bit}$ ADU von Kapitel 3.4 - geeignet ist. Außerdem besitzt dieser Parallelumsetzer den Vorzug der "digitalen Abtastung" (Kap. 3.2) infolge der zwei internen Register ("Abtastkomparatoren" und "Ausgabe-Flip-Flops"). Demnach ist gemäß Datenblatt /31/ für Eingangssignale A_{IN} bis ca. 20 MHz kein zusätzlicher Abtasthaltekreis nötig.

Aus Gründen der Einfachheit wird bei ADU mit einer Wortlänge $N < 10 \text{ bit}$, so auch beim TDC1025ELC, zunächst das sogenannte "Rampentestverfahren" z.B. nach /91/ oder nach Bild 7-2 angewandt.

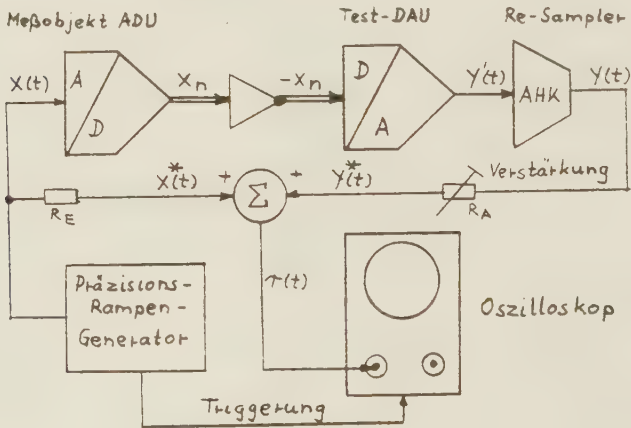


Bild 7-2 Rampentestverfahren mit analoger Darstellung am Oszilloskop

Es gibt über die wichtigsten Kennlinienparameter bei tiefen Frequenzen (≤ 1 kHz) Auskunft, nämlich über Auflösung, Offset, Verstärkung, Linearität und Monotonie.

Bei dieser einfachen Prüfung werden langsame Testrampen A/D-umgesetzt und einem Test-D/A-Umsetzer über einen Dateninverter zur Rückumsetzung zugeführt. Ein "Re-Sampler" als D/A-Abtasthaltekreis AHK sollte dem Test-DAU nachgeschaltet werden, um so seine "Übertragungs-Spikes" auszublenken. Die vorzeichenrichtige Summation der Generatorrampe $x^*(t)$ mit dem rückumgesetzten Signal $y(t)$ bzw. $y^*(t)$ liefert eine Signaldifferenz $r(t)$, die weitgehend mit dem Divisionsrest $r(x)$ nach Bild 2-11 identisch ist. Diese Differenzsignalmessung am Oszilloskop gibt somit über sämtliche Abweichungen der ADU-Sollkennlinie von der statischen ADU-Istkennlinie einschließlich der Unregelmäßigkeiten des Test-DAUs Aufschluß.

Es ist bekannt, /93/, daß der Test-DAU in diesem Fall genauer und linearer (Faktor ≥ 4) als das Testobjekt, der ADU, sein muß. Um die Signallaufzeiten auf den verschiedenen Wegen für die Meßgenauigkeit vernachlässigbar klein zu halten, müssen die linearen Testrampen bestimmten Anstiegs- bzw. Abfallzeiten genügen. Diese Raten $dx(t)/dt$ werden so gewählt, daß der Wert x_n des n-ten ADU-Codewortes z_n sich maximal nur um ein ADU-Inkrement q (LSB) bezüglich des vorangegangenen Wertes x_{n-1} ändern darf. Damit ist die maximale Steigung der Rampe in Abhängigkeit der Umsetzrate f_{um} der Wortlänge N bit und des Aussteuerbereichs $\Delta x / \Delta x_{max}$ des Umsetzers festgelegt zu

$$\left| \frac{dx(t)}{dt} \right|_{max} \leq |\Delta x|_{max} \cdot 2^{-N} \cdot f_{um} . \quad (7-1)$$

Da bei A/D-Umsetzern nach dem "Pipeline-Prinzip" (siehe Kap. 3.2.2) die Umsetzrate f_{um} keineswegs dem Kehrwert der A/D-Umsetzzeit T_{um} entsprechen muß, sollte hier auf die Umsetzrate $f_{um} = \text{Abtastfrequenz } f_A$ Bezug genommen werden. Auf weitere herkömmliche ADU-Prüfungen mit Sinustestsignalen /94/ zur Ermittlung der Signal-Störabstände im

Verbund mit analogen Auswertungen durch Oszilloskope, Effektiv- bzw. Selektivvoltmeter und Filter wird hier aus meß-technischen Aufwandsgründen verzichtet. Außerdem sind diese Verfahren durch die neuartigen rechnergestützten Methoden nicht nur voll ersetzbar, sondern es wird mit ihnen noch eine erhebliche Steigerung der Meßgenauigkeit durch Verringerung externer Fehlereinflüsse, z.B. durch den Wegfall von Referenz-DAU, erreicht.

7.1 Rechnergestützte Meßverfahren

Um eine umfangreiche und genaue Prüfung aller statischen, einschließlich der temperaturdriftabhängigen Kennwerte von hochauflösenden A/D-Umsetzern ($N \geq 10$ bit) zu ermöglichen, wird eine allgemeine Meßschaltung /91/ mit einem Tischrechner nach Bild 7-3 verwendet.

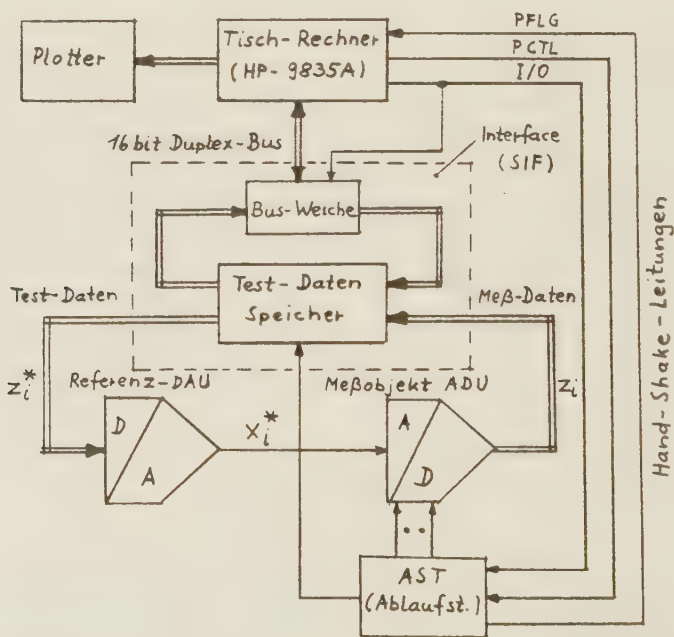


Bild 7-3 Allgemeines ADU-Testverfahren mit Kleinrechner (HP9835A)

Hierbei findet ein Austausch von Test-Daten(-Blöcken) und Meß-Daten(-Blöcken) zwischen Rechner und Meßobjekt ADU über einen Test-Daten-Speicher mit Bus-Weiche, als Interface bezeichnet, und einem Referenz-DAU statt. Als bidirektionaler Daten-Bus zwischen Rechner und Interface wird der parallele HP 16Bit-Duplex-Bus eingesetzt. (Der IEC-Bus kann auch verwendet werden, ist aber wesentlich langsamer in der Datenübertragung.) Mit Hilfe der Ablaufsteuerung AST steuern die "Hand-Shake-Takte" (I/O, PCTL und PFLG) den Datentransfer in beiden Richtungen über die Daten-Busse.

Demnach fallen dem Tischrechner in einem solchen System drei wesentliche Aufgaben zu:

1. Er generiert die Test-Daten z_i^* , die er einzeln oder blockweise über den Duplex-Bus und das Interface an den Referenz-DAU liefert.
2. Die dann D/A- und A/D-umgesetzten Daten z_i holt er sich wieder über das Interface vom ADU einzeln oder blockweise zurück und legt sie in seinem internen Meß-Daten-Register unter der entsprechenden Adresse ab.
3. Anschließend führt er dann die programmierten Rechnungen mit den gespeicherten Test-Daten z_i^* und Meß-Daten z_i aus. Die Ergebnisse können dann auf einem Plotter dargestellt werden.

Obwohl der Referenz-DAU - das Genauigkeitsreferenzelement des Systems - eine absolute Genauigkeit und Linearität, besser als die Meßauflösung, besitzen muß, kann er unter bestimmten Einschränkungen der Meßbandbreite B_M wesentlich größere Einschwingzeiten gegenüber dem ADU aufweisen. In diesem Fall /95/ ("Beat Frequency Test") wird er mit einer entsprechend reduzierten Datenrate f_{Test} an Test-Daten aus dem Test-Daten-Speicher versorgt, so daß er seiner Einschwingzeit auf volle Endgenauigkeit genügen kann. Der Referenz-DAU wird in diesem Fall, im Gegensatz zum Meßobjekt ADU, dynamisch bei weitem nicht so stark beansprucht und kann damit leichter die an ihn gestellten hohen Genauigkeitsanforderungen erfüllen.

Mit dieser geschlossenen Meßschaltung, vorwiegend bestehend aus der Schleife Rechner-Interface-Referenz-DAU-ADU-Interface-Rechner, und entsprechenden Rechnerprogrammen können fast alle Kenngrößen des ADUs, wie Auflösung q , Quantisierungsrest-signal $r(t)$, Häufigkeitsverteilungen $p(x)$, Varianz $\sigma^2(x)$ usw. sowie Klirr-Rauschleistungs-dichtespektren mittels der Fouriertransformation, bestimmt werden.

Jedoch ist für eine M-Punkte-Diskrete-Fouriertransformation (DFT) bzw. 2^N -Punkte-Schnelle-Fouriertransformation (FFT) /96/ zur Bestimmung der Klirr-/Rausch-Leistungsdichtespektren /97/ eine Schaltungsanordnung nach Bild 7-4 vorzuziehen, die einen entsprechend großen Datenblock Z_B ($2k \times 8$ bit) über ein Speicher-Interface SIF in den Rechner holt, das auch durch einen modernen Logikanalysator, z.B. /92/, ersetzt werden kann.

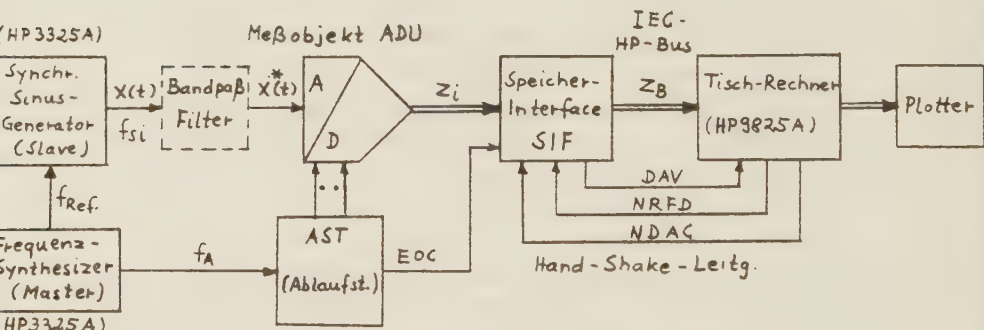


Bild 7-4 Synchroner Spektralanalyse mit einem Interface SIF und einem Tischrechner

Dieses Spektralanalyse-Verfahren ist besonders dadurch gekennzeichnet, daß unter bestimmten synchronen Meßbedingungen - die Abtastfrequenz f_A muß zur Signalfrequenz f_{si} des Signales $x(t)$ im ganzzahligen Verhältnis

$$f_A : f_{si} = 2^L \quad \text{für } L = 1, 2, 3, \dots, N \quad (7-2)$$

stehen - die systematischen Klirrfrequenzen, hervorgerufen durch Nichtlinearitäten der Quantisierungskennlinie, die über das Maß der idealen Quantisierung (Kap. 2.2.1) hinaus gehen, von dem Rauschuntergrund als Folge von abtastungsbedingten und stochastischen Effekten deutlich getrennt werden können.

Mit dem BASIC-Programm "FFTN" (Anhang A10) kann - vorausgesetzt ein entsprechend schnelles SIF steht zur Verfügung - zur Spektralanalyse eine 1024-Punkte- und/oder eine 2048-Punkte-FFT ausgeführt werden. Hierbei finden drei Fensterfunktionen W_R , W_C , W_H zur Bewertung des Datenblocks Z_B /98/ Anwendung:

1. Infolge der speziellen, abtastssynchronen FFT liefert das Rechteckfenster

$$W_{Rn} = 1 \quad \text{für } n = 1, 2, 3, \dots, 2^N \quad (7-3)$$

keinen Fehlerbeitrag für die einzelnen Klirrlinien, da jeweils gerade an diesen Stellen die Fensterfunktion im spektralen Bereich ($\sin x/x$ -Funktion) eine Nullstelle besitzt. Dagegen werden durch Frequenzüberfaltungen die spektralen Rauschleistungsanteile über den gesamten Frequenzbereich B_M der Messung mehr oder weniger gleichmäßig verteilt.

2. Mit dem Cosinusquadratfenster

$$W_{Gn} = 0,5 \left[1 - \cos \left(\frac{2\pi n}{2^N} \right) \right] \quad \text{für } n = 1, 2, 3, \dots, 2^N \quad (7-4)$$

(Hanning-Fenster) muß die Synchronbedingung nach Gl. 7-2 nicht mehr genau eingehalten werden. Dies ist dann der Fall, wenn die Meß- oder Synchronisiersignale, Bild 7-4, nicht mehr vernachlässigbares Phasenrauschen besitzen. Damit wird aber eine entsprechende Verbreiterung der einzelnen Klirrlinien an ihrer Basis in Kauf genommen.

3. Zur Ermittlung der genauen spektralen Verteilung der Rauschleistungsdichte wird eine Fensterfunktion benötigt, die im spektralen Bereich vernachlässigbar kleine Nebenzipfel aufweist. Hierzu dient die 4-Terme-Blackmann-Harris-Fensterfunktion

$$W_{Hn} = a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi}{2^N} \cdot n\right) + a_2 \cos\left(\frac{2\pi}{2^N} \cdot 2n\right) - a_3 \cos\left(\frac{2\pi}{2^N} \cdot 3n\right) \quad \text{für } n = 1, 2, 3, \dots, 2^N \quad (7-5)$$

mit den Koeffizienten

$$\begin{aligned} a_0 &= 0,35875 \\ a_1 &= 0,48829 \\ a_2 &= 0,14128 \\ a_3 &= 0,01168 \end{aligned} \quad (7-6)$$

Infolge der Verbreiterung der Spektrallinien (Glocke) an ihrer Basis ist damit aber keine genaue Aussage mehr über Größe und Lage der einzelnen Klirrfrequenzleistungsdichten möglich.

Unter Auswahl der entsprechenden Fensterfunktion wird dann die FFT auf der Grundlage der DFT auf den Datenblock Z_B , bestehend aus der Datenfolge z_k mit $k = 1, 2, 3, \dots, M$ und $M = 2^N$, angewendet. Aus Gründen des Aufwandes und der Übersichtlichkeit wird hier auf eine Darstellung des Formalismus der FFT, z.B. nach /99/, verzichtet. Es werden nur die Beziehungen der DFT zu ihren Datenfolgen wie folgt angegeben:

$$Re(Z_n) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M W_k \cdot z_k \cdot \cos\left[\frac{2\pi n(k-1)}{M}\right] \quad (7-7)$$

$$Im(Z_n) = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M W_k \cdot z_k \cdot \sin\left[\frac{2\pi n(k-1)}{M}\right] \quad (7-8)$$

Die einzelnen Linien des Leistungsdichtespektrums ergeben sich dann zu

$$|Z_n| = \sqrt{Re(Z_n)^2 + Im(Z_n)^2} \quad (7-9)$$

und sind als Histogramm auf einem angeschlossenen Plotter vom Rechner darstellbar. Aus dieser spektralen Leistungsverteilung $|Z_n|$ kann dann der Störsignalabstand D_q^{-1} des ADUs

$$D_q^{-1} = 10 \log \left[\frac{\sum_n^{M/2} (|Z_n|^4 - |X_n|^4)}{\sum_n^{M/2} |X_n|^2} \right] \quad (7-10)$$

gewonnen werden, wobei X_n die Spektralanteile des Meßsignals $x(t)$ allein darstellen. Die Aufsummierung nur bis $M/2$ ist durch das um $f_A/2$ symmetrische Leistungsspektrum bedingt.

7.1.1.1 Datenstatistik zur Bestimmung der Quantisierungskennlinie

Wegen der sehr unterschiedlichen Arbeitsgeschwindigkeiten von Meßobjekt TDC1025E1C und Rechner HP9835A und mangels eines geeigneten Datenpufferspeichers SIF konnte hier die Spektralanalyse nach Kapitel 7.1 nicht angewandt werden. Es mußte zur Ausführung der dynamischen Messungen ein asynchron ablaufendes Verfahren, das weitgehend ohne Zwischenspeicherung von Daten auskommt, gefunden werden. Hierzu bieten sich vor allem statistische Methoden, z.B. /100/, - Sammeln von Datenstichproben - an.

In diesem Fall kommen, um ADU mit Abtastfrequenzen f_A bis zu einigen 100 MHz noch testen zu können, als Signalgeneratoren zum Speisen des Umsetzers kaum mehr Rampengeneratoren in Frage. Anhand von Bild 7-5 wird eine vom Verfasser vorgeschlagene und angewandte neuartige Meßschaltung aufgezeigt. (Diese Meßschaltung wurde unter Anleitung des Verfassers als Diplomarbeit /101/ ausgeführt.) Sie arbeitet mit einem klirrarmen, frei laufenden Sinusgenerator. Dabei werden jeweils zwei um eine Abtastperiode T zeitlich benachbarte und quantisierte Abtastwerte z_{i-1} und z_i in einem Doppelregister des "Interfaces" abgespeichert.

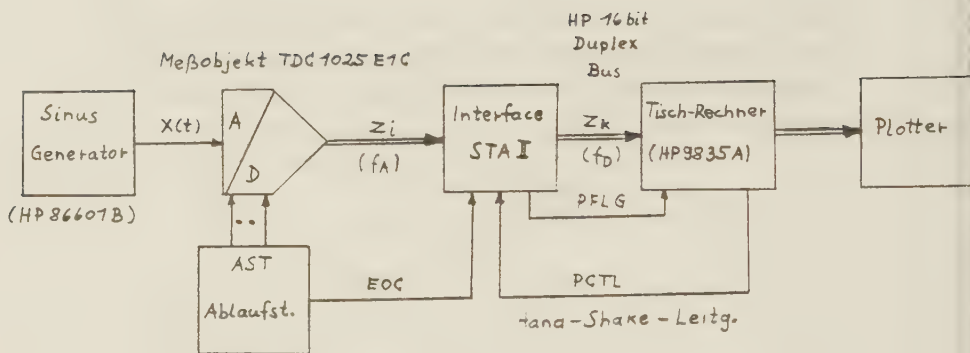


Bild 7-5 Sinus-Daten-Statistik mit Interface STAI und Tischrechner

Hierbei setzt der A/D-Umsetzer fortlaufend hochfrequente Sinusschwingungen $x(t)$ von ausgewählter Amplitude und Frequenz um und überschreibt mit den binären Sinuswerten (Codeworten) z_1 , solange kein Lesebefehl (PCTL) vom Rechner vorliegt, kontinuierlich das Doppelregister des Interfaces STAI nach Bild 7-6.

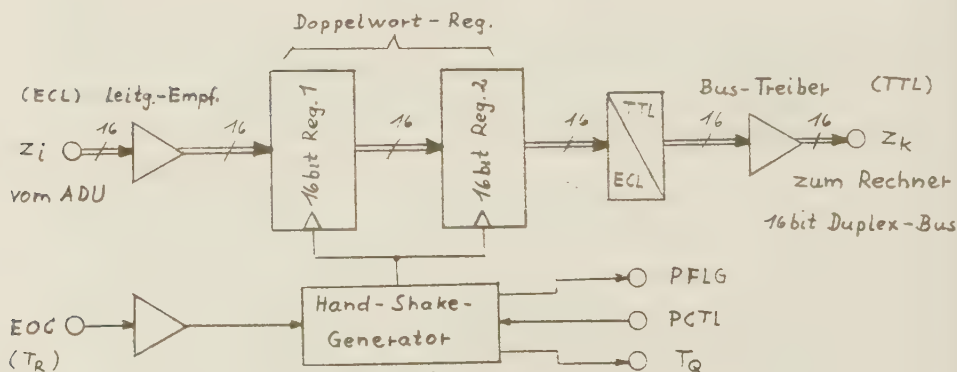


Bild 7-6 Statistik-Interface STAI

Liegt ein Lesebefehl (PCTL) des Rechners vor, so wird das Überschreiben der Interface-Register 1 und 2 unterbrochen und der Rechner holt sich während dieser Unterbrechung die beiden gespeicherten Codewörter z_{k-1} und z_k nacheinander über den Duplex-Bus ab. Sobald dieser Lesevorgang des Rechners beendet ist, wird das fortlaufende Überschreiben des Doppelregisters mit neuen Codewörtern z_i vom ADU durch den Hand-Shake-Generator wieder freigegeben.

Aus der Auftrittshäufigkeit $m(z)$ bzw. $d(z)$ (diskrete Wahrscheinlichkeiten), mit der die sporadisch gesammelten Codewörter z_k bzw. Codewortpaare d_k , (z_{k-1}, z_k) , bei einer vorgegebenen Gesamtmenge p von Stichproben vorliegen, kann die differentielle und integrale Linearität (Kap. 2.2.2, Bild 2-11) des ADUs sowie das mittlere Schwankungsquadrat σ_k^2 (Codewortrauschen) zweier zeitlich benachbarter Codewörter unter vier Voraussetzungen ermittelt werden:

1. Die einzelnen Codewortstichproben z_k und d_k der k -ten Stichprobe sind voneinander soweit zeitlich-statistisch unabhängig zu machen, daß bei der Auswertung in Form von Häufigkeitshistogrammen keine Schwebungseffekte infolge von Korrelationen der Signalfrequenz f_x des Meßsignales $x(t)$ mit der Datenlesefrequenz f_D des Rechners mehr auftreten können. Durch entsprechende Verwürfelung der Lesefrequenz f_D mit Hilfe des Auslese-Programmes (z.B. unter Verwendung von Pseudo-Zufall-Zahlenfolgen /102/) ist dies leicht zu bewerkstelligen.
2. Die ADU-Kennlinie muß monoton sein. D.h., sie darf keine Umkehrpunkte aufweisen. Fehlende Codewörter ("Missing Codes") sind noch zulässig. Dazu ist vor der Anwendung dieser Datenstatistik die Kennlinie mit herkömmlichen Meßverfahren, z.B. mit dem Rampentestverfahren, auf Monotonie zu überprüfen.

3. Für die über die Umsetzungskennlinie verteilte Grundrauschleistung P_R ($P_R = P_{qr} - P_q$, Kap. 2.3) ohne Quantisierungsrauschleistungsanteil P_q sollte gelten $P_R \ll P_q$, damit diese stochastischen Fehlereinflüsse die Linearitätshistogramme nicht merklich verwischen oder eibebnen können.
4. Diese Statistik setzt einen mathematisch genau bekannten Signalverlauf von $x(t)$ oder bei Rauschsignalen eine genau bekannte Verteilungsfunktion sowie eine gute Amplitudenkonstanz über die lange Meßzeit (z.B. Stunden) bei einer großen Zahl von Amplitudenstichproben ($p > 100000$) voraus. Mit Ausnahme, daß $x(t)$ ein Rampensignal ist, ist eine Übersteuerung des ADUs grundsätzlich zu vermeiden. Im Übersteuerungsfall ist die vorausgesetzte Systematik des Meßsignales $x(t)$ normalerweise nicht mehr gegeben.

Diese Meßbedingungen sind einschließlich der notwendigen Gesamtzahl p aller Stichproben an Codewörtern z_k bzw. d_k bei dem ADU TDC1025E1C mit seiner nur 8 Bit-Wortlänge noch relativ leicht erfüllbar. In der Literatur /103/ wird bei einem ähnlichen Verfahren für einen zulässigen Fehler ϑ_m der Stichprobenvarianz σ_m^2 und für den sicheren Anteil α_z der Stichproben p_m , die innerhalb des Streuungsbereiches von σ_m einer angenommenen Normalverteilung nach Gl. (2-73) liegen, die notwendige Gesamtstichprobenzahl p für einen N bit ADU angegeben mit

$$p \approx 2^N \left[1 + 0,5 \left(\frac{\alpha_z}{\vartheta_m} \right)^2 \right]. \quad (7-11)$$

Damit genügen im Fall des TDC1025E1C für einen angenommenen Verteilungsfehler $\vartheta_m \approx 10\%$ der Auftrittshäufigkeit $m(z)$ der Codewörter z bzw. der Codewortpaare d und für ein $\alpha_z = 1,96$ bereits Stichproben mit der Anzahl $p \approx 50000$. (Fehler ϑ_m liegt dann in 95 % aller Fälle innerhalb des sicheren Bereiches der Normalverteilung der Meßabweichungen ϑ der Codewort-Häufigkeiten $m(z)$). Zur Erzielung einer besseren Meßgenauigkeit wurden aber am TDC1025E1C die Messungen mit 128000 Stichproben ausgeführt.

Damit ergibt sich wegen der Proportionalität zwischen der relativen Auftretshäufigkeit $m(z)$ der Codewörter z bzw. d und dem zugeordneten Inkrement $q(z)$ die differentielle Linearität $h(z)$ (siehe Kap. 2.2.2) zu

$$h(z) = h \cdot \frac{q(z)}{q} \quad (7-12)$$

mit h als ein Proportionalitätsfaktor.

Unter Berücksichtigung der Amplitudendichteverteilung des Meßsignales $x(t)$ wird zur Normierung der differentiellen Linearität $h(z)$ auf

$$h^*(z) = \frac{m(z)}{p(z)} \quad \text{für } z = 1, 2, 3, \dots, 2^N \quad (7-13)$$

die diskrete Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung $p(z)$ der Amplituden des Meßsignales $x(t)$ verwendet, die den Codewörtern z bzw. d zugeordnet sind. Im Falle einer Aussteuerung mit klirrfreien Sinussignalen $x_s(t)$ zwischen den Aussteuerungsschranken a und b mit $a > b$ (Kap. 7.2.1) wird die diskrete Wahrscheinlichkeitsdichte $p_s(z)$ (Anhang A7) des Sinussignales mit

$$p_s(z) = \frac{p}{\pi} \left\{ \arccos[1 - q \cdot k] - \arccos[1 - q \cdot (k-1)] \right\} \quad (7-14)$$

für $k = 1, 2, 3, \dots, (a-b)$ angesetzt und liefert in diesem Fall somit eine normierte differentielle Linearität

$$h_s^*(z) = \frac{m(z)}{p_s(z)} \quad (7-15)$$

innerhalb des Aussteuerbereiches $(a-b)$.

Die integrale Linearität $g(z)$, die die Rekonstruktion der dynamischen Kennlinie aus der gemessenen Häufigkeitsverteilung $m(z)$ beinhaltet, ergibt sich durch die Summation aller differentiellen Linearitäten h_ℓ bis zum Codewort z zu

$$g(z) = \sum_{\ell=b}^z h_\ell \quad \text{mit } \ell = b, b+1, b+2, \dots, a. \quad (7-16)$$

Aus Gründen der Übersichtlichkeit werden für die Meßergebnisse in Kapitel 7.2.1 nur die prozentualen Abweichungen $\Delta g(z)$ der Kennlinie (Fehlerkurve)

$$\Delta g(z) = 100 \cdot \sum_{\ell=b}^z \left(\frac{m_{\ell}}{p_{\ell}} - \frac{1}{a-b} \cdot \sum_{i=b}^a m_i \right) \quad (7-17)$$

von der idealen Quantisierungskennlinie unter Ausgleich einer Gesamtoffsetabweichung (Mittelwert $\overline{\Delta g(z)} = 0$) aufgezeigt.

Mit diesem Meßverfahren können alle wesentlichen systematischen und dynamischen Fehler der Amplitudenquantisierung des ADUs anhand der gemessenen Codeworthäufigkeiten $m(z)$ in Abhängigkeit des verwendeten Testsignales (Zeitverlauf, Amplitude, Frequenz) bestimmt werden. Für die vorwiegend statistischen Fehleranteile von Abtastung und Quantisierung bietet sich eine neue Variante dieses Meßverfahrens an, das im nachfolgenden Kapitel näher beschrieben wird. Meßergebnisse dazu liegen in 7.2 vor.

7.1.2 Datenstatistik zur Bestimmung des Codewortrauschens

Grundlage der Überlegungen zur Ermittlung des Codewortrauschens, das durch die diskrete Verteilung der Rauschleistung

$$P_R = P_{qr} - P_q \quad (7-18)$$

über die ADU-Aussteuerung aus der Gesamtrauschleistung P_{qr} , Gl. (2-67), ohne den Leistungsanteil P_q , (Gl. 2-55), der idealen Quantisierung (Kap. 2.2.1) charakterisiert wird, stellt die Berechnung des Schwankungsquadrates $\sigma^2(z)$ von jeweils zwei durch eine Abtastperiode T miteinander fest korrelierten, aber sonst weitgehend unkorrelierten, Codewörter z_k und z_{k-1} dar. Das Schwankungsquadrat σ_a^2 (auch zweites zentrales Moment oder Varianz genannt) ist definiert als der zeitliche Mittelwert der Größe $a^2(t)$:

$$\sigma_a^2 = \lim_{T_a \rightarrow \infty} \frac{1}{2T_a} \int_{-T_a}^{T_a} [a(t)]^2 dt \quad (7-19)$$

Der Wert $\sigma_a = \sqrt{\sigma_a^2}$ bezeichnet damit den Effektivwert (Streuung) der Rauschgröße $a(t)$. Mit Hilfe dieser Definition und dem vom Verfasser vorgeschlagenen neuartigen Meßaufbau nach den Bildern 7-5 und 7-6 ist es nun möglich, die Jitter- und Rauscheffekte der Abtastung und Quantisierung einschließlich des Apertur-Jitters t_{ap} zu erfassen.

In Ermangelung des Mittelwertes der Codewortabweichungen und unter der Voraussetzung, daß die Codewortpaare $d(z)$ bei ihrer Aufeinanderfolge untereinander weitgehend unkorreliert sind, wird folgende Beziehung

$$\sigma_{d(z)}^2 = \frac{1}{2 \cdot (m_A - 1)} \sum_{i=1}^{m_A} [(A_i - B_i) - (A_{i-1} - B_{i-1})]^2 \quad (7-20)$$

für ihr Schwankungsquadrat benutzt. Hierbei bestehen die Codewortpaare $d(z)$ aus dem Codewort A und durch einen nachfolgenden Abtasttakt T zeitlich zugeordnetem Codewort B, die vom Rechner zum Zeitpunkt i unter der Adresse A = Wort A jeweils vom Interface STAI, Bild 7-6, abgeholt werden. Zur endgültigen Auswertung der Gl. (7-20) ist noch die Auftrittshäufigkeit m_A des Wortes A nötig, die z.B. aus der Datenstatistik zur Bestimmung der Quantisierungskennlinie nach Kapitel 7.1.1 gewonnen werden kann.

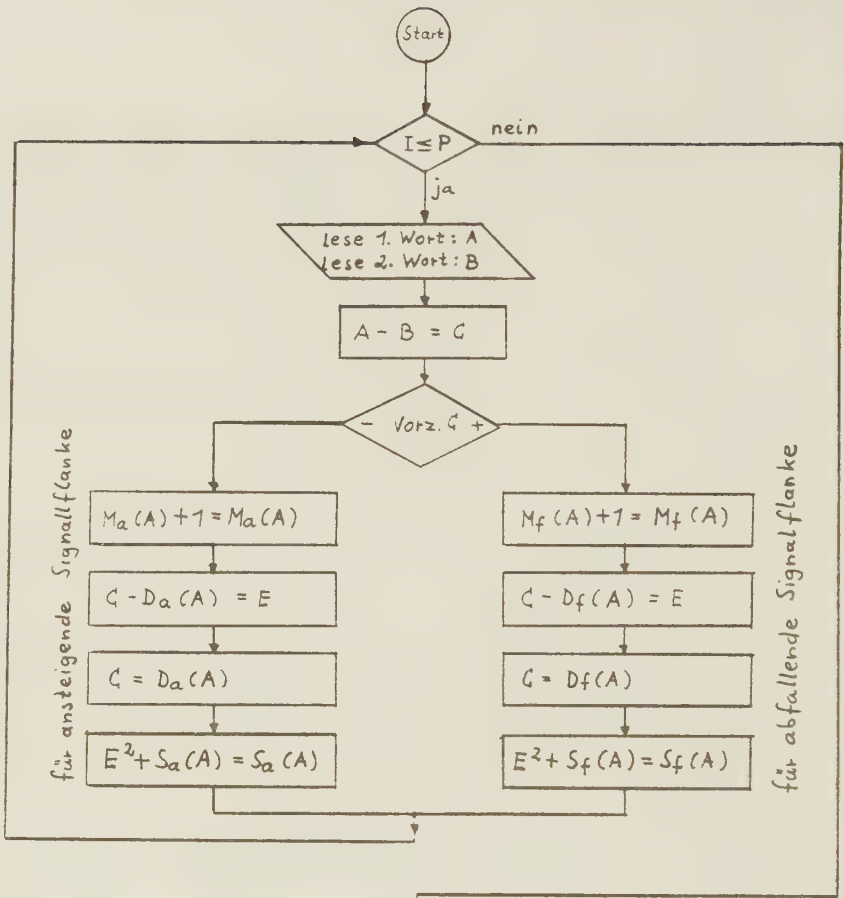
Damit errechnet sich die Gesamtstörleistung P_R z.B. nach [44] des ADUs zu

$$P_R \approx 2^{-N} \sum_{i=1}^{2^N} \sigma_i^2 \quad (7-21)$$

Mit Hilfe von Gl. (2-47) kann daraus der dynamische Signalstörabstand D_q als Funktion des verwendeten Meßsignales $x(t)$ bestimmt werden.

Bei der praktischen Durchführung der Meßmethode nach Gl. (7-20) gemäß Bild 7-7 mit Interface STAI und Rechner ist zu beachten, daß bei periodischen Meßsignalen $x(t)$, (hier Sinussignal) die Häufigkeits- und Varianzberechnungen getrennt für ansteigende Signalflanke (Index a) und fallende

Leseschleife / Ermittlung der Häufigkeiten M_a, M_f



Endverarbeitung - Schleife /
Berechnung der Varianz S_a, S_f

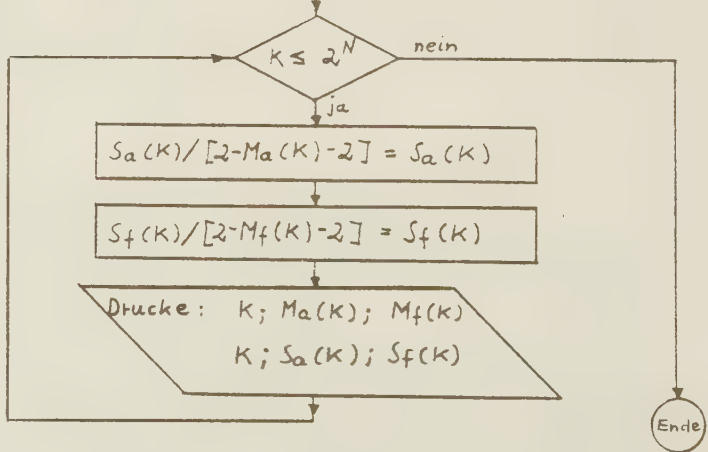


Bild 7-7 Vereinfachtes Flußdiagramm zur Bestimmung der Codeworthäufigkeiten $M_a(k)$, $M_f(k)$ und Varianz $S_a(k)$, $S_f(k)$

Signalflanke (Index f) durchgeführt werden müssen. Nur so kann die richtige Zuordnung des Codewortes A zum entsprechenden Codewort B sichergestellt werden und die Mehrdeutigkeiten bei der Differenzbildung $C = A - B$ infolge der Periodizität des Meßsignales vermieden werden. Ebenfalls sind Codeworte, die in der Nähe oder im Scheitel des Meßsignales $x(t)$ liegen, für die Varianz aus den gleichen Gründen nicht verwertbar. Sie dürfen vom Rechner für die Berechnung nicht herangezogen werden. Meßergebnisse dazu liegen in Kapitel 7.2.1 vor.

7.1.3 Ermittlung des Apertur-Jitters

Für die Güte der Quantisierung muß dem rein stochastischen Zeitfehler t_{pR} (siehe Kap. 6.2) des Abtastvorganges nach Kapitel 2.1.2 und Gl. (2-39) - Hauptbestandteil des Apertur-Jitters t_{ap} - eine entscheidende Bedeutung zugebilligt werden. Die Messungen des t_{pR} gestalten sich aber schwierig, da es sich um Relativzeiten im μs -Bereich handelt. Deshalb laufen diese Messungen auf eine Abschätzung des Apertur-Rauschens hinaus, da nur das "Zeitrauschen" (siehe z.B. /105/) des gesamten Meßaufbaus einschließlich des verwendeten Signalgenerators gemessen werden kann. Aus den Betrachtungen nach Kapitel 6.2 geht aber hervor, daß das Aperturrauschen t_{pR} den wesentlichen Anteil am Apertur-Jitter t_{ap} darstellt und infolge seines rein stochastischen Erzeugungsprozesses nicht korrigierbar ist. Deshalb wird in den folgenden Abhandlungen der Apertur-Jitter t_{ap} mit dem Apertur-Rauschen t_{pR} gleichgestellt. So können hier durch die vom Verfasser erstmals verwendete neue Meßschaltung nach Bild 7-8 mit Rechnerauswertung sinnvolle Aussagen über die effektive Größe und Amplitudenverteilung des Apertur-Rauschens und des damit verbundenen Apertur-Jitters bei schnellen A/D-Umsetzern getroffen werden.

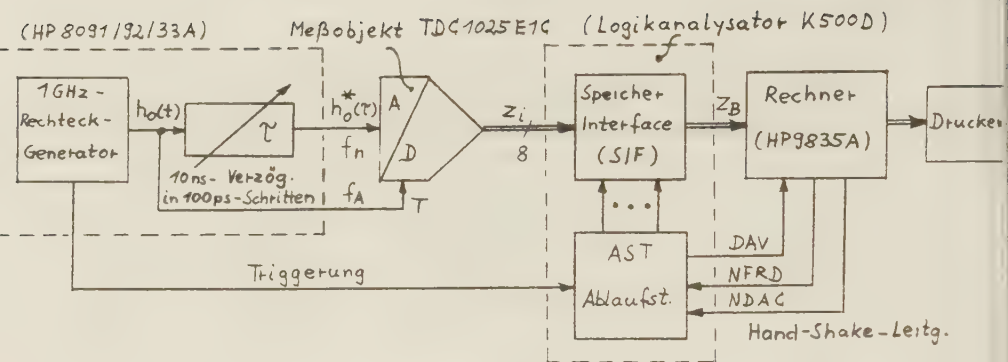


Bild 7-8 Apertur-Jitter-Ermittlung mit Logikanalysator und Rechner

Als Eingangssignal $h_0^*(\tau)$ dient ein zur Abtastfrequenz f_A exakt synchrones, näherungsweise rechteckförmiges Signal $h_0(t)$, Gl. (2-8), das über eine nahezu jitterfreie Signalverzögerung - Verzögerungszeit einstellbar in 100ps-Schritten - von einem extrem jitterarmen Rechtecksignalgenerator (z.B. System HP8090, relativer Jitter $< 10\text{ps}$) mit Anstiegs- bzw. Abfallzeiten von ca. 400 ps (10 % - 90 % des Scheitelwertes) geliefert wird. Hierbei ist die Signalfrequenz f_n des Rechtecksignales $h_0(t)$ bzw. $h_0^*(\tau)$ identisch mit der Abtastfrequenz f_A zu wählen. Deshalb müssen beide Frequenzen f_n und f_A aus der gleichen Signalquelle stammen. Mit der Wahl einer geeigneten Verzögerungszeit τ erfolgt die Abtastung von $h_0^*(\tau)$ nach Bild 7-9 etwa in der Mitte seiner Flanke (max. Signaländerung).

Damit liefert der ADU ein diskretes Abtastungsrauschen $\Delta z_1(\tau)$ seiner Ausgangsdaten z_1 , das vorwiegend durch seinen Apertur-Jitter t_{ap} bedingt ist. Dazu muß zunächst die tatsächlich wirksame Anstiegsrate

$$S_{\text{reff.}} = \left| \frac{dh_0^*(t)}{dt} \right|_{t_i} \quad (7-22)$$

des Signales $h_0^*(t)$ am Eingang des ADUs zum Abtastzeitpunkt t_i bestimmt werden.

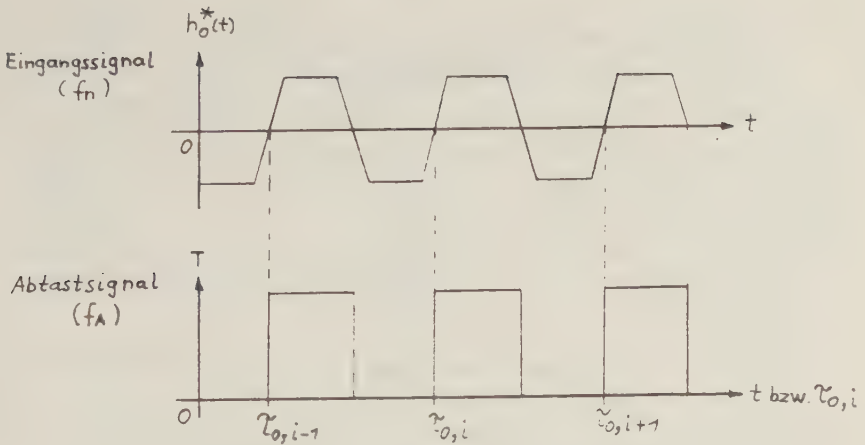


Bild 7-9 Verlauf von Eingangssignal $h_0^*(t)$ und Abtasttakt T für $\tau_{0,i}$

Aus dem mit Hilfe des Rechners gemittelten Codewortes

$$\overline{z_{i,r}} = \frac{1}{M} \sum_{k=1}^M z_k \quad [\text{LSB}] \quad (7-23)$$

über Codeworte eines Codewortblockes Z_B , unter Berücksichtigung einer eingestellten Verzögerungszeitdifferenz

$\Delta \tau_i = \tau_i - \tau_{i+1}$, errechnet sich die Anstiegsrate $S_{\text{reff.}}$ aus der zulässigen Näherung linearer Flankenäste des Signales $h_0^*(t)$

$$S_{\text{reff.}} = q \cdot \frac{|z_{\tau_i} - z_{\tau_{i+1}}|}{|\Delta \tau_i|} \quad [\text{V/s}] \quad (7-24)$$

Für die weitere Berechnung wird die Varianz nach Gl. (7-19) bzw. die Standardabweichung

$$\sigma_{\tau_0} = \sqrt{\frac{1}{M-1} \sum_{i=1}^M (z_{\tau_0,i} - M \cdot \overline{z_{\tau_0,i}})^2} \quad (7-25)$$

(Effektivwert von Δz_{τ_0}) des Abtastrauschens Δz_{τ_0} bei der eingestellten Verzögerungszeit τ_0 benötigt. Darin sind auch die Rauschanteile σ_0 des ADUs (z.B. thermisches Rauschen der Bauteile) enthalten, die nicht dem Abtastvorgang entspringen. Sie können mit der gleichen Meßschaltung bei Fehlen eines Signales am ADU-Eingang (kurzgeschlossen oder

offen) unter Berücksichtigung eines ausgewählten ADU-Offsets gemessen werden. Damit erhält man für den eigentlichen Effektivwert σ_{ap} des Apertur-Datenrauschens Δz_{ap} die Beziehung

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\sigma_{z_0}^2 - \sigma_0^2} \quad [LSB] \quad (7-26)$$

unter Annahme von nicht miteinander korrelierten Rauschanteilen.

Daraus läßt sich der Effektivwert des Abtastzeitpunkt-Jitters t_{ap} nach Formel

$$t_{ap} \leq \left. \frac{\sigma_{ap} \cdot q}{dh_o^*(t)/dt} \right|_{t_i} \approx \frac{\sigma_{ap} \cdot q}{\sigma_{reff.}} = \frac{|\sigma_{ap} \cdot \Delta z_0|}{|\Delta z_{z_0}|} \quad [s] \quad (7-27)$$

mit der ADU-Auflösung q abschätzen. Ebenfalls kann mit Hilfe der speziellen Datenstatistik von Kapitel 7.2.1 und Gl. (7-13) die Häufigkeitsverteilung $h(z)$ der zum mittleren Codewort z_0 benachbarten Fehler-Codeworte $z_{0,i}$ des Apertur-Rauschens Δz_{ap} gefunden werden. Diese dann als Histogramm aufgezeichnete Häufigkeitsverteilung $h(z)$ z.B. nach /105/ des Amplitudenfehlers Δz_{γ} infolge des Apertur-Jitters ist unter der Voraussetzung einer genügend großen Stichprobenzahl p nach Gl. (7-11) weitgehend mit der Verteilungsfunktion des Apertur-Jitters t_{ap} identisch. Meßergebnisse dazu liegen in Kapitel 7.2.2 vor.

7.2 Meßergebnisse

Die hier dargestellten rechnergestützten ADU-Messungen, d.h. Datenstatistik zur Bestimmung der wesentlichen Parameter der Quantisierung und Datenstatistik zur Bestimmung des Codewortrauschens sowie zur Abschätzung des effektiven Apertur-Jitters, wurden am 75 MHz/8 Bit-A/D-Umsetzer TDC1025E1C ausgeführt. Dagegen konnte die diskrete Spektralanalyse von Kapitel 7.1 mit dem Speicher-Interface SIF nach Bild 7-4 und dem BASIC-Programm "FFTN" vom Anhang A10 am TDC1025E1C nicht angewandt werden, da dem Verfasser kein entsprechend schnelles Interface SIF für Abtastfrequenzen $f_A > 10$ MHz zur Verfügung stand. Jedoch lag im Fall der Datenstatistik-Messungen nach Kapitel 7.1.1, 7.1.2 und 7.1.3 ein geeignetes Inter-

face STAI I nach Bild 7-6 vor und wurde deshalb für die Messungen der wichtigsten Übertragungskenngrößen benutzt.

Zur Einstellungsoptimierung und Überwachung der zeitintensiven Datenstatistik-Messungen (pro Statistik bis zu 1 Std. Meßzeit) wurde das bekannte, weiter vorne beschriebene Rampentestverfahren mit analoger Auswertung am Oszilloskop verwendet. Meßergebnisse sind in den nachfolgenden Histogrammen der Datenstatistik enthalten.

7.2.1 Datenstatistik

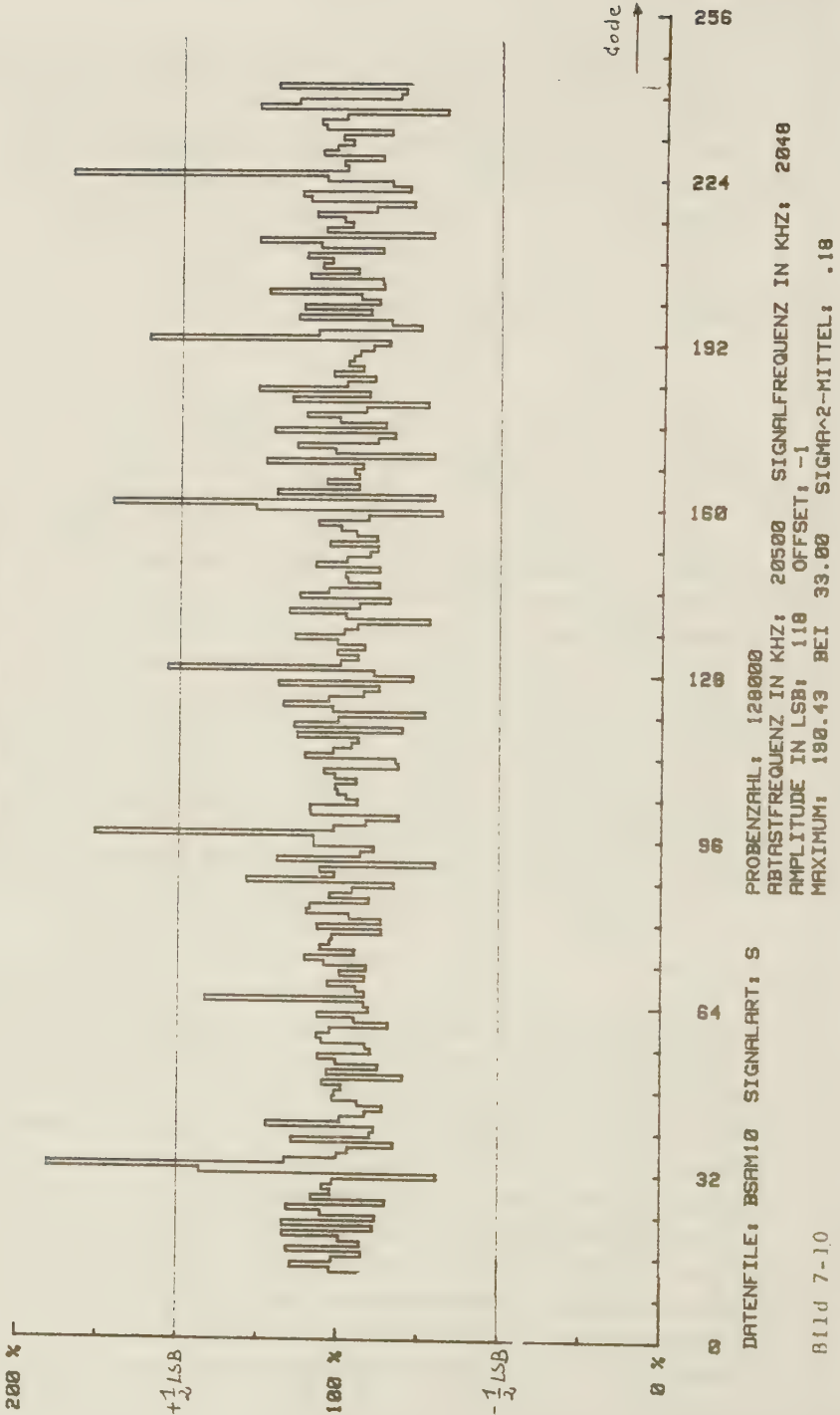
Die Datenstatistik, vorliegend als Histogramm von Bild 7-10 bis Bild 7-21 zur Bestimmung der dynamischen, differentiellen und integralen Linearität sowie des Schwankungsquadrates (Sigma-Quadrat) für das Codewortrauschen zweier zeitlich durch den Abtasttakt T korrelierter Daten, wurde mit dem BASIC-Auswerte- und Plotterprogramm "PLOSTA" (Anhang A8) über Interface "STAI I" (Kap. 7.1.1 und 7.1.2) am Rechner "HP 9835 A" mit angeschlossenem Plotter ausgeführt.

Hierbei wurden grundsätzlich als Meßsignale $x_m(t)$ Sinusschwingungen bekannter Amplitude $\hat{x}_m$ und von bekannter Frequenz f_m verwendet. Aus den in Kapitel 7.1.1 aufgeführten Gründen mußten die Sinusamplituden $\hat{x}_m(t)$ immer etwas kleiner als der halbe Aussteuerbereich $\Delta x_{ADU, \max}$ des Meßobjektes gewählt werden. Die Histogramme der Kennlinienparameter ergeben sich hauptsächlich als Funktionen der Meßsignalfrequenz f_m , der Meßamplitude $\hat{x}_m$ und natürlich der Abtastfrequenz f_A . Doch wurden die Meßsignalamplituden $\hat{x}_m$ bei allen Messungen nahezu gleich groß gehalten und bestimmte Meßfrequenzen und Abtastfrequenzen ausgewählt, um so untereinander vergleichbare Meßergebnisse zu erhalten. Zusätzlich sind in den Histogrammen der differentiellen Linearität die Grenzen eines Toleranzbandes von $\pm \frac{1}{2}$ LSB für technische ADU nach Kapitel 2.2.2 eingezeichnet. Außerdem ist zu beachten, daß bei den Histogrammen über die integrale Linearität nicht die reale Kennlinie selbst, sondern deren Fehlerverlauf, d.h. die Abweichung von der entsprechenden idealen Quantisierungskennlinie, aufgezeigt wird. Dagegen geben die Sigma-Histogramme die gemessenen Effektivwerte des Codewortrauschens, verteilt über die Aussteuerung, in Abhängigkeit des Ausgangscodewortes an. Die Diskussion dieser Meßergebnisse erfolgt dann in Kapitel 7.3.

DIFF.-LINEARITÄT: SUMME

75MHz/8bit ADU: TDC1025E1C

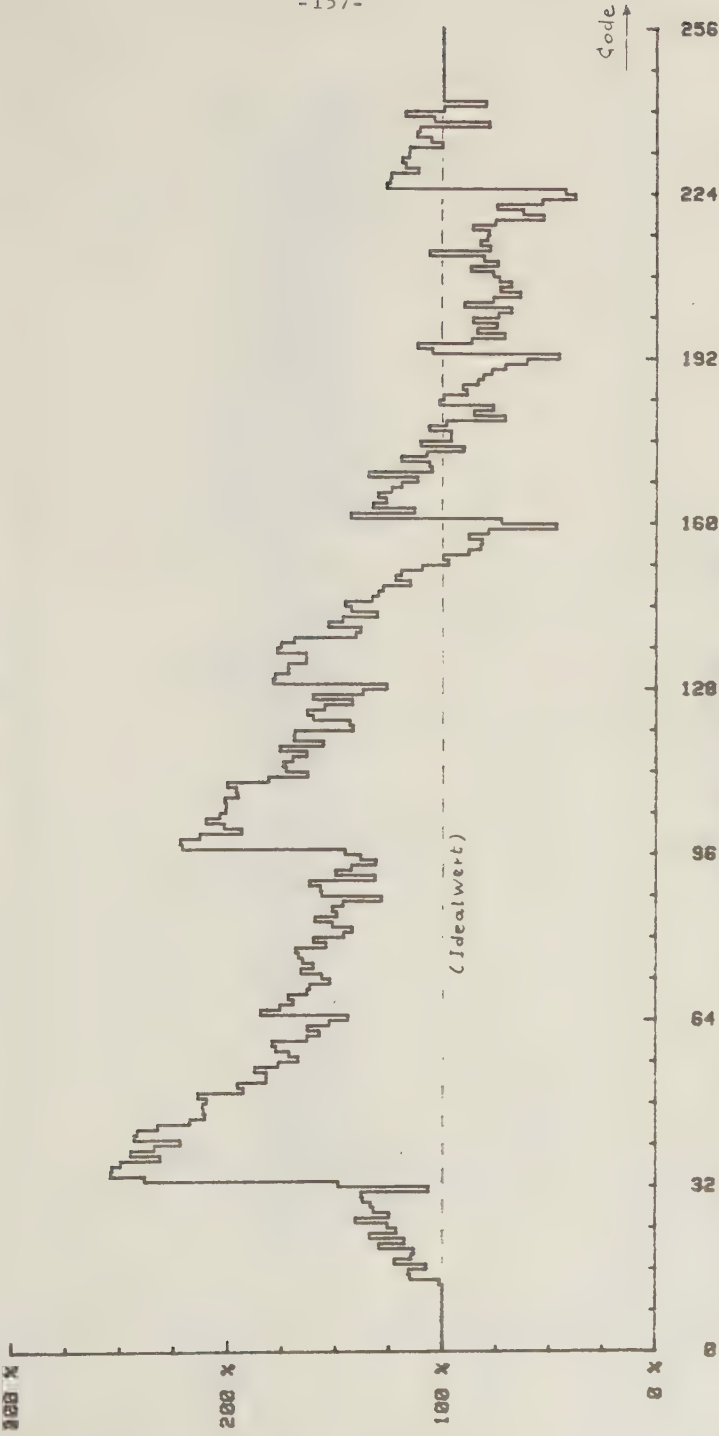
Genauigkeit: $\frac{q}{100}$ [LSB]



INT.-LINEARITÄT: SUMME

75MHz/0bit ADU; TDC1025E1C

Genauigkeit: $\frac{q}{100}$ [LSB]

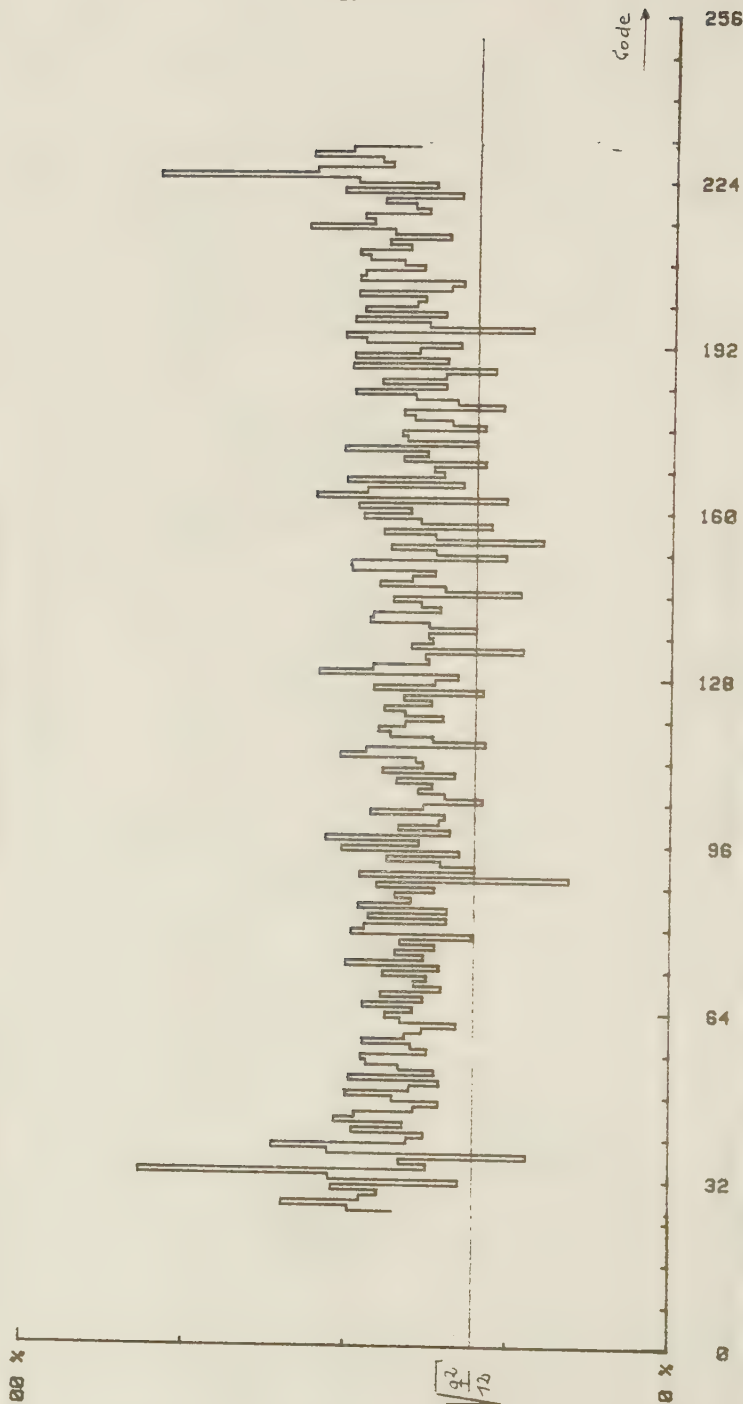


DATEINAME: 88A110 SIGNALART: 8
 PROBENZAHL: 128000
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 20500 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 2048
 AMPLITUDE IN LSB: 118 OFFSET: -1
 MAXIMUM: 154.24 BEI 34.00 SIGMA-2-MITTEL: .10

SIGMA: SUMME AUS BEIDEN FLANKEN

Code wort-tauschen: $\frac{q}{100}$ [LSB]

75MHz/8bit ADU: TDC1025E1C



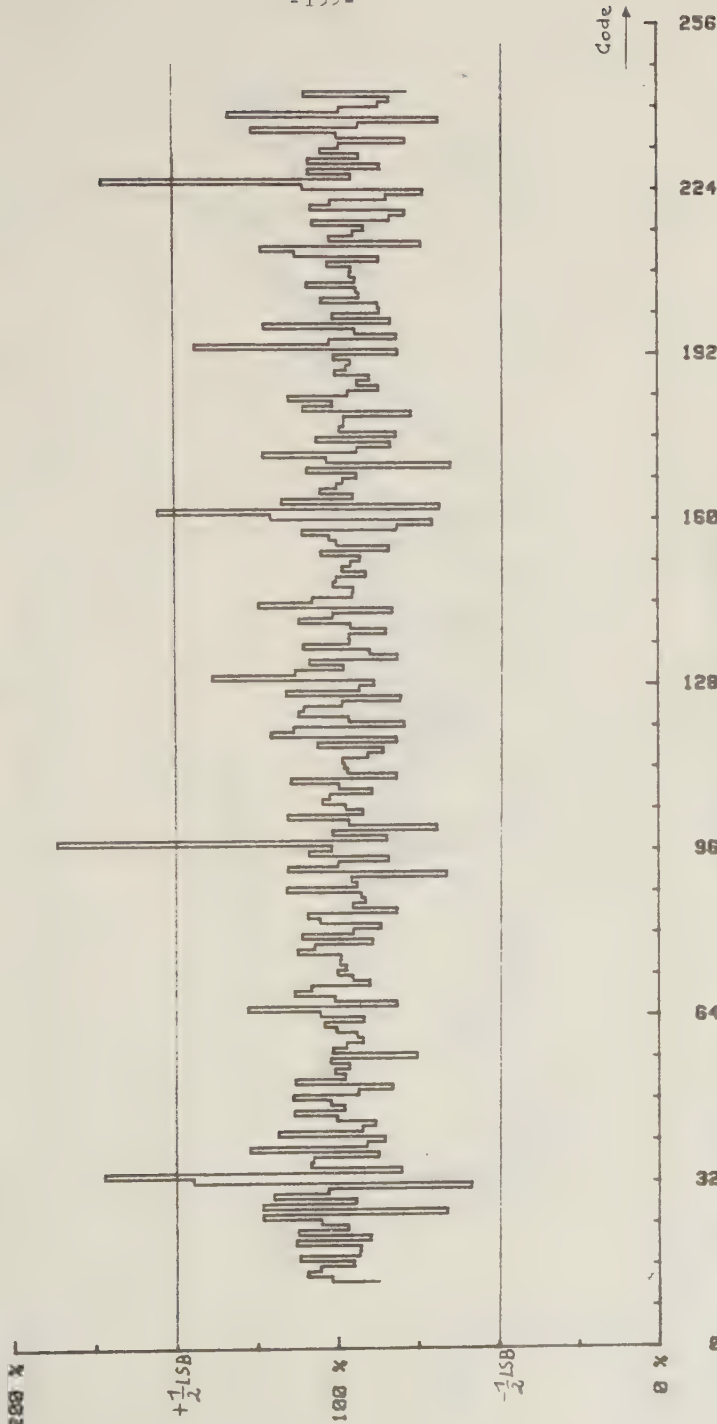
DATENFILE: BSAM10 SIGNALART: S
 PROBENZAH: 86168
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 20500 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 2048
 AMPLITUDE IN LSB: 118 OFFSET: -1
 MAXIMUM: .67 BEI 33.00 SIGMA^2-MITTEL: .18

Bild 7-12

DIFF.-LINEARITÄT: SUMME

Genauigkeit: $\frac{9}{100}$ [LSB]

75MHz/8b1t ADU: TDC1025E1C



PROBENZAHL: 120000
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 40000
 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 89
 AMPLITUDE IN LSB: 110
 OFFSET: -1
 MAXIMUM: 100.00 BEI 87.00
 SIGMA^2-MITTEL: .19

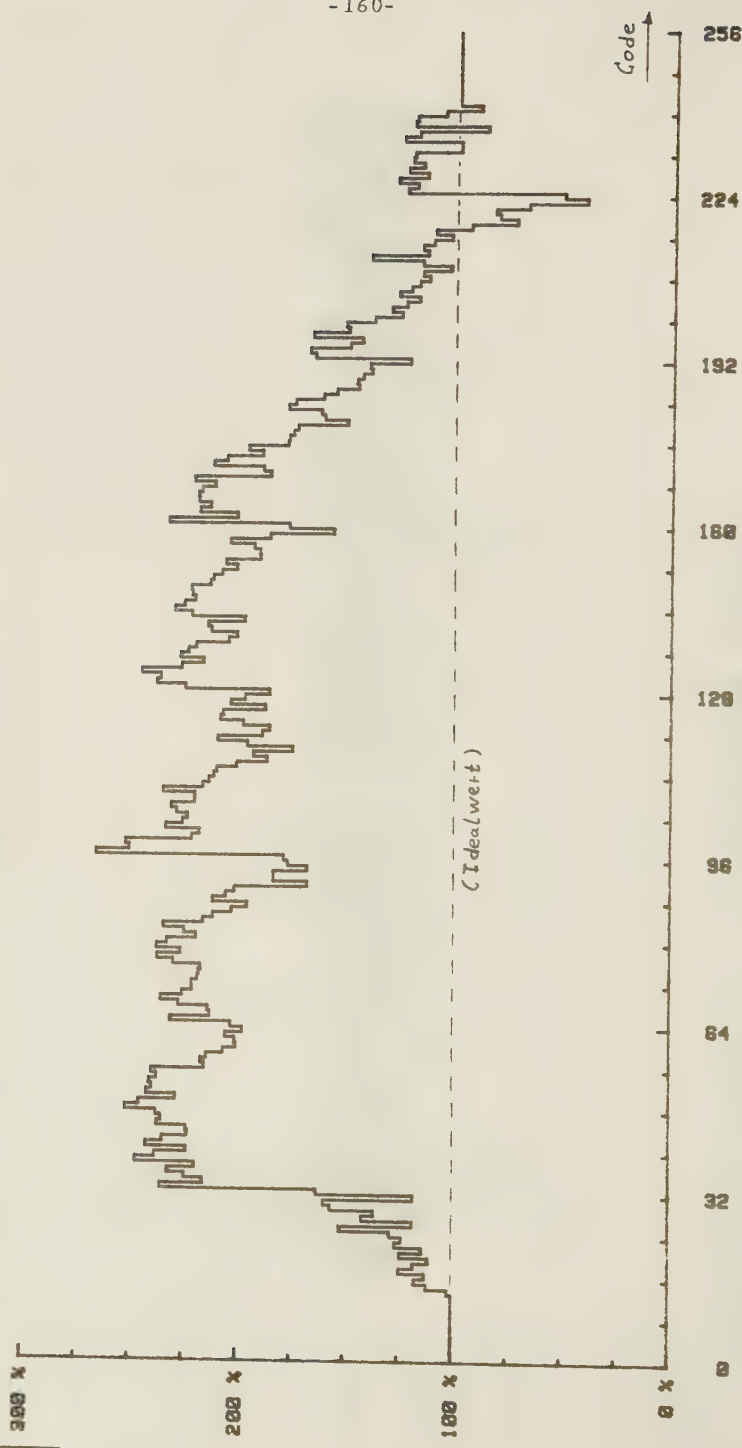
DATENFILE: B8M14 SIGNALART: S

Bild 7-13

INT.-LINEARITÄT: SUMME

75MHz/8bit ADU: TDC1025E1C

Genauigkeit: $\frac{9}{100}$ [LSB]



PROBENZHL: 128000
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 40000 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 89
 AMPLITUDE IN LSB: 110 OFFSET: -1
 MAXIMUM: 188.23 BEI 87.00 SIGMA^2-MITTEL: .18

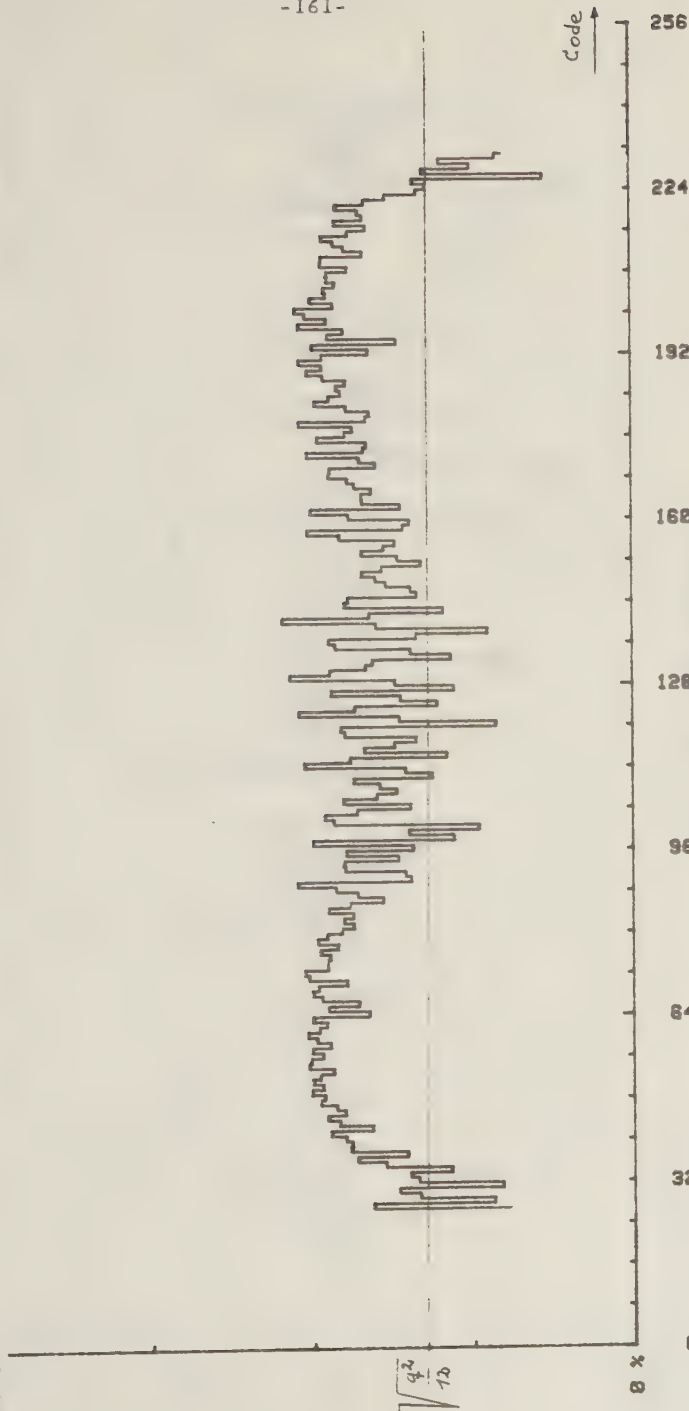
DATENFILE: B8PM14 SIGNALART: S

SIGMA: SUMME AUS BEIDEN FLANKEN

Codeworttausch: $\frac{2}{100}$ [LSB]

75MHz/8bit ADU: TDC1025E1C

100 %



-161-

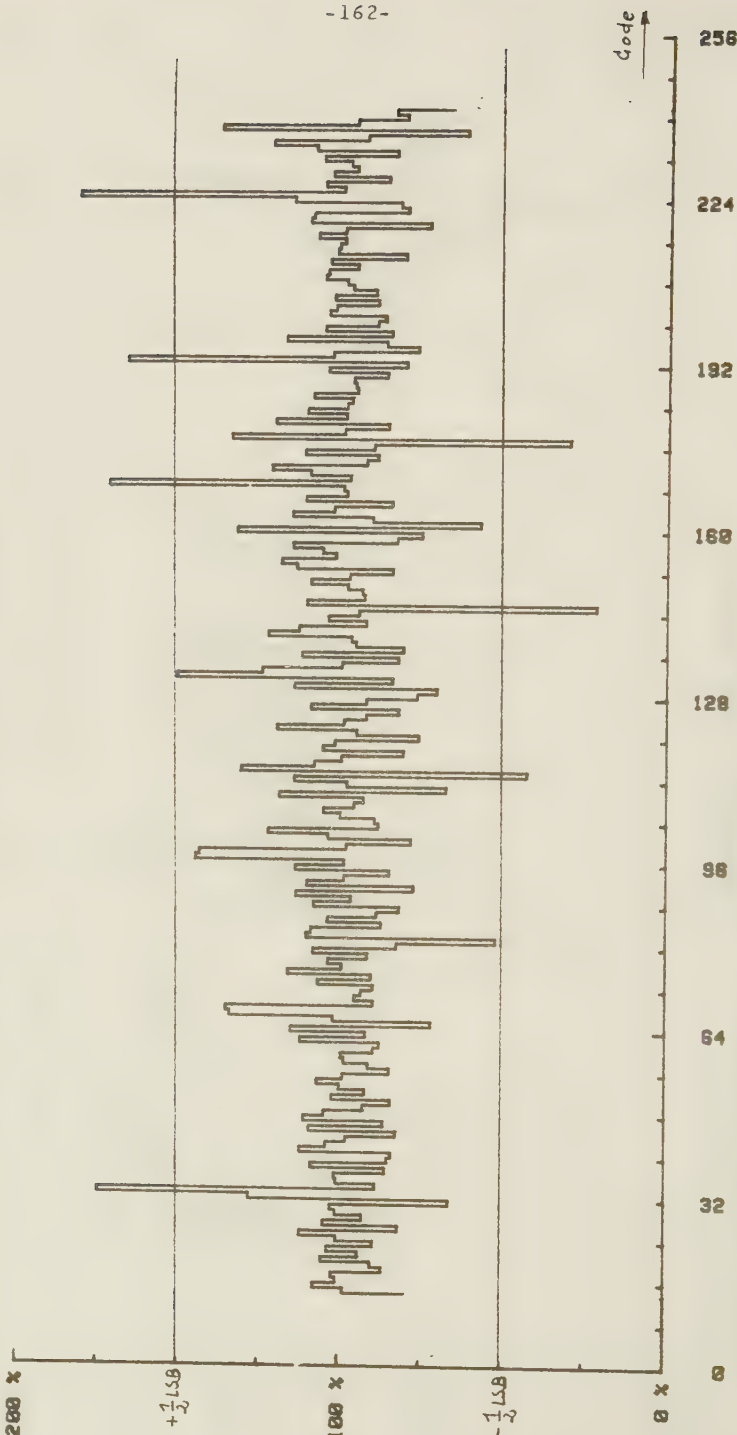
DATENFILE: BSM14 SIGNALART: S PROBENZAHL: 82854
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 40000 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 99
 AMPLITUDE IN LSB: 118 OFFSET: -1
 MAXIMUM: .30 BEI 140.00 SIGMA-2-MITTEL: .18

Bild 7-15

DIFF.-LINEARITÄT: SUMME

75MHz/8bit ADU; TDC1025E1C

Genauigkeit: $\frac{9}{100}$ [LSB]



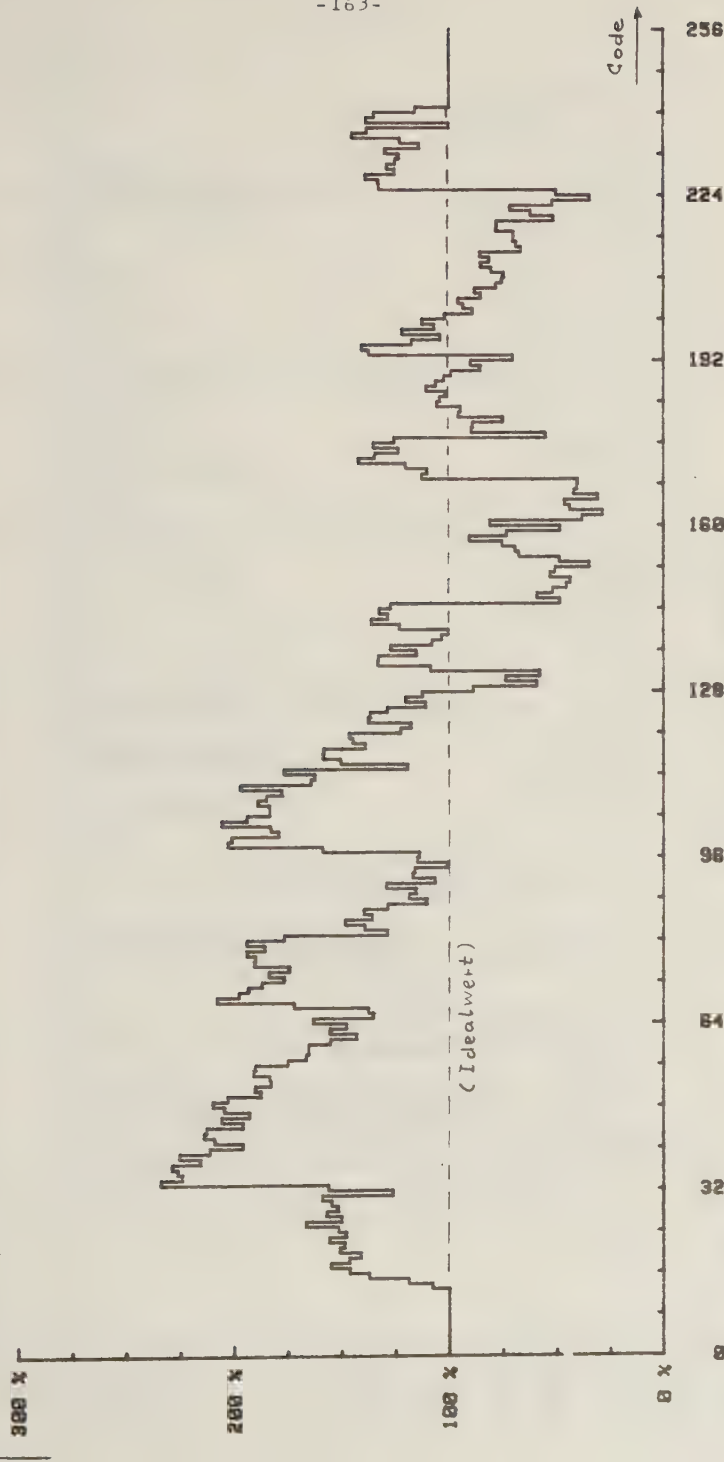
PROBENZAHL: 128000
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 50000
 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 4985
 AMPLITUDE IN LSB: 117
 OFFSET: -1
 MAXIMUM: 182.85 BEI 225.00
 SIGNAL-2-MITTEL: 16.63

DATENFILE: BSM12 SIGNALART: S

INT.-LINEARITÄT: SUMME

Genauigkeit: $\frac{9}{100}$ [LSB]

75MHz/8bit ADU; TDC1025E1C



PROBENZahl: 120000
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 50000
 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 4885
 AMPLITUDE IN LSB: 110
 OFFSET: -2
 MAXIMUM: 134.95 BEI 33.00 SIGMA-2-MITTEL: 18.63

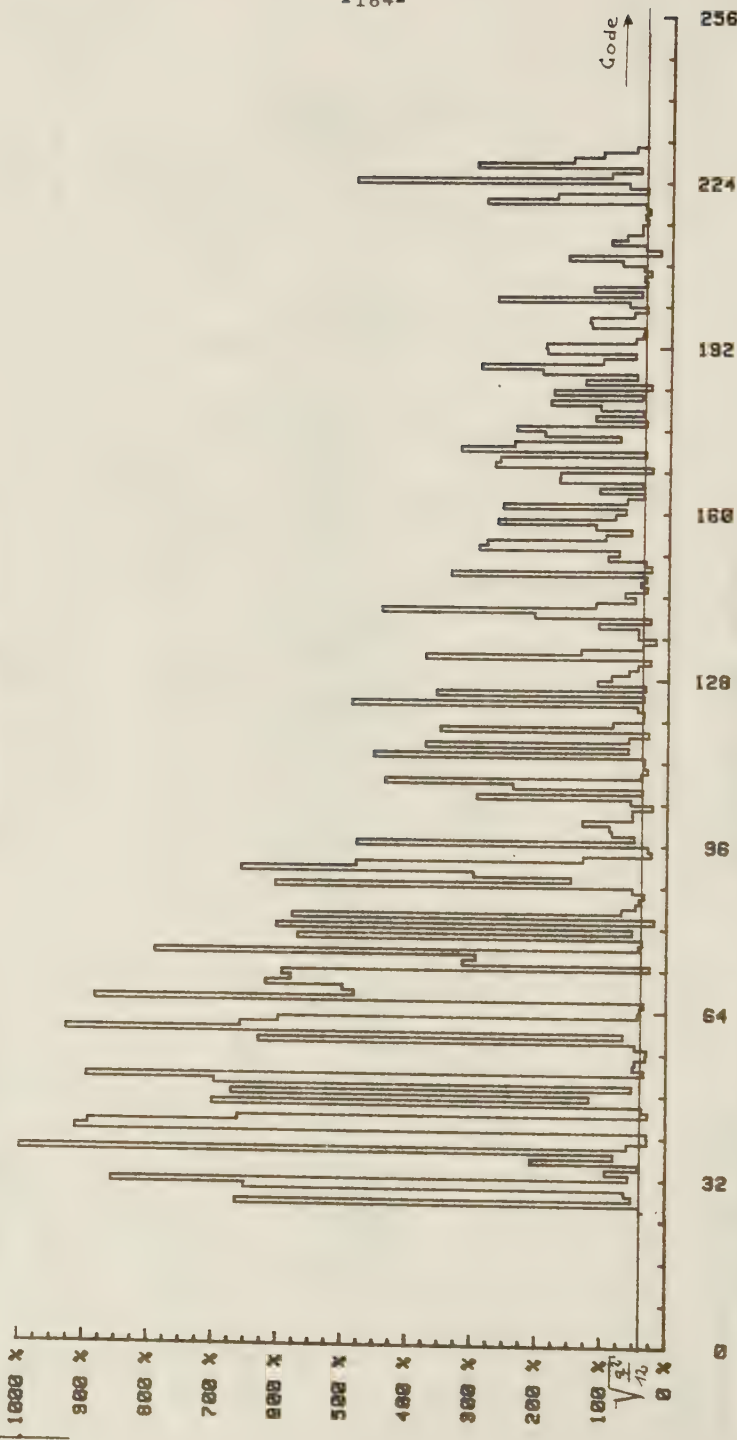
DATENFILE: BSM12 SIGNALART: S

Bild 7-17

SIGMA: SUMME AUS BEIDEN FLANKEN

↑ Codeworttrauschen: $\frac{9}{100}$ [LSB]

75MHz/0bit ADU: TDC1025E1C



DATENFIL: 88M12 SIGNALART: S

PROBENZAHL: 86639

ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 50000 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 4985

AMPLITUDE IN LSB: 117 OFFSET: -1

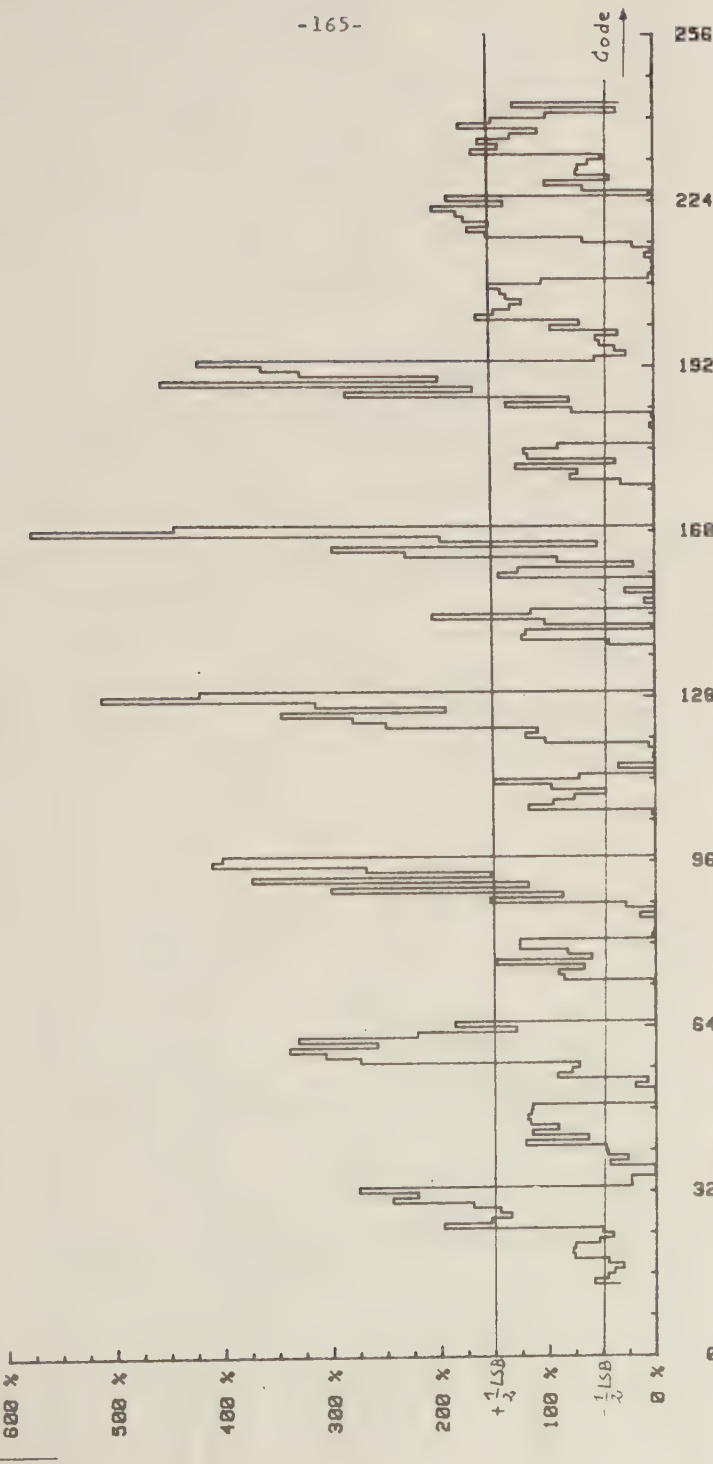
MAXIMUM: 89.68 BEI 37.00 SIGMA-2-MITTEL: 8.86

Bild 7-18

DIFF.-LINEARITÄT: SUMME

Genauigkeit: $\frac{q}{100} [\text{LSB}]$

75MHz/8bit ADU: TDC1025E1C



-165-

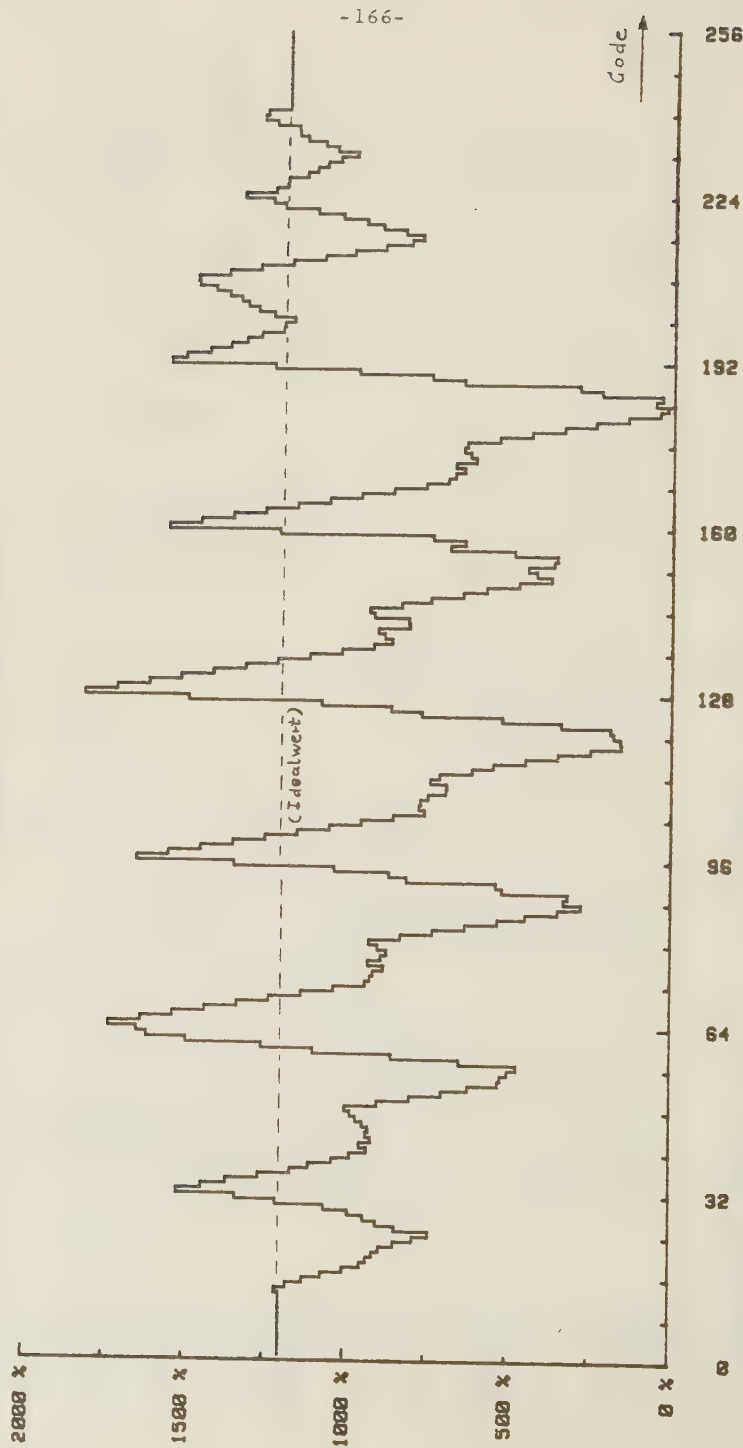
DATENFILE: 8BSAMS SIGNALART: S PROBENZAHL: 50000
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 75000 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 1000
 AMPLITUDE IN LSB: 118 OFFSET: -1
 MAXIMUM: 578.85 BEI 158.00 SIGMA^2-MITTEL: 179.00

Bild 7-19

INT.-LINEARITÄT: SUMME

75MHz/8bit ADU; TDC1025E1C

Genauigkeit: $\frac{q}{100}$ [LSB]

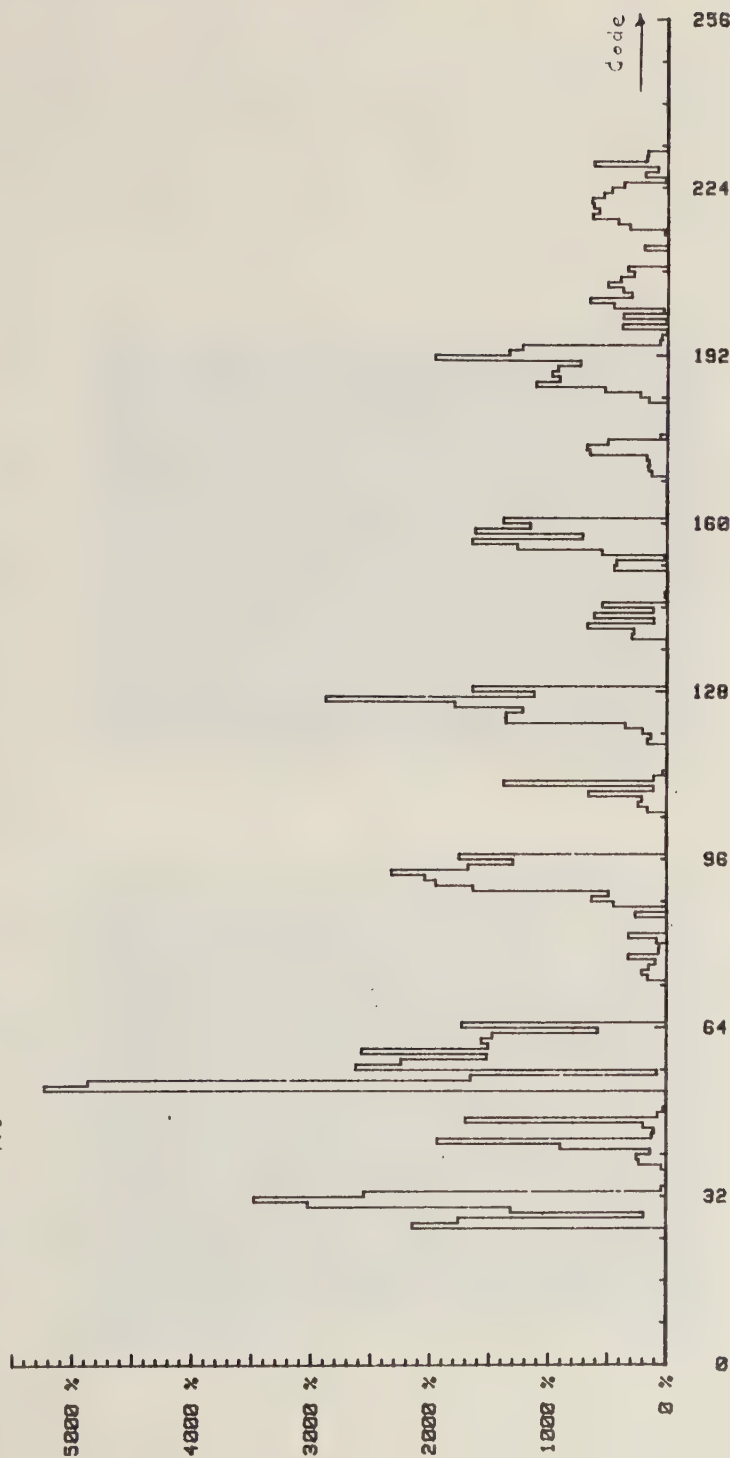


DATENFILE: 08SAM6 SIGNALART: S
 PROBENZAH: 50000
 ABTASTFREQENZ IN KHZ: 75000 SIGNALFREQENZ IN KHZ: 1000
 AMPLITUDE IN LSB: 118 OFFSET: -2
 MAXIMUM: 618.70 BEI 128.00 SIGMA-2-MITTEL: 179.80

SIGMA: SUMME AUS BEIDEN FLANKEN

75MHz/8bit ADU: TDC1025E1C

Codeworttauschen: $\frac{9}{100}$ [LSB]



PROBENZAHL: 31343
 ABTASTFREQUENZ IN KHZ: 75000
 SIGNALFREQUENZ IN KHZ: 1000
 AMPLITUDE IN LSB: 118
 OFFSET: -1
 MAXIMUM: 2746.88
 BEI 52.00 SIGMA-2-MITTEL: 101.68

DATENFILE: 08SAM6 SIGNALART: S

7.2.2 Apertur-Jitter

Gegenüber der Datenstatistik zur Bestimmung der Quantisierungsparameter wurde hier kein sinusförmiges Meßsignal sondern ein rechteckförmiges Signal sowie eine andere Meßschaltung, nämlich der Aufbau nach Bild 7-8 mit einem 8-kanaligen 500 MHz-Logikanalysator (K500D von Gould-Biomation), als Interfaceschaltung verwendet.

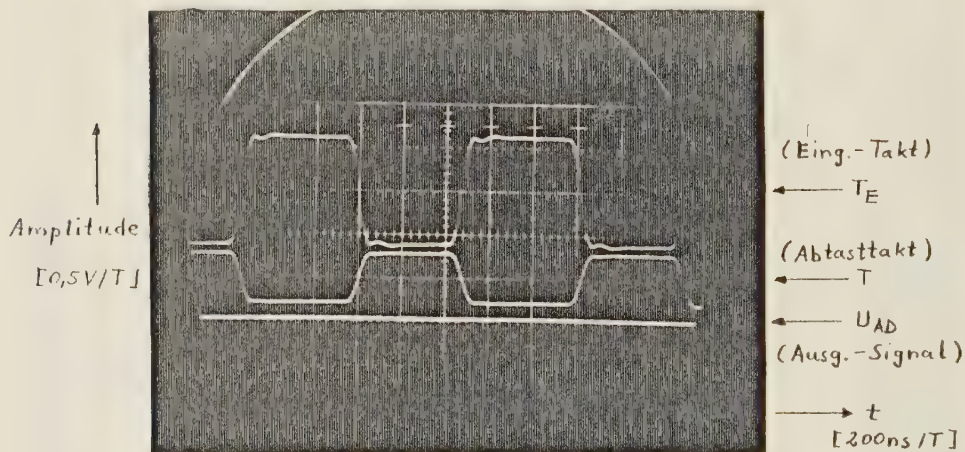


Bild 7-22 Die 10 MHz-Eingangs- und Ausgangssignale am ADU

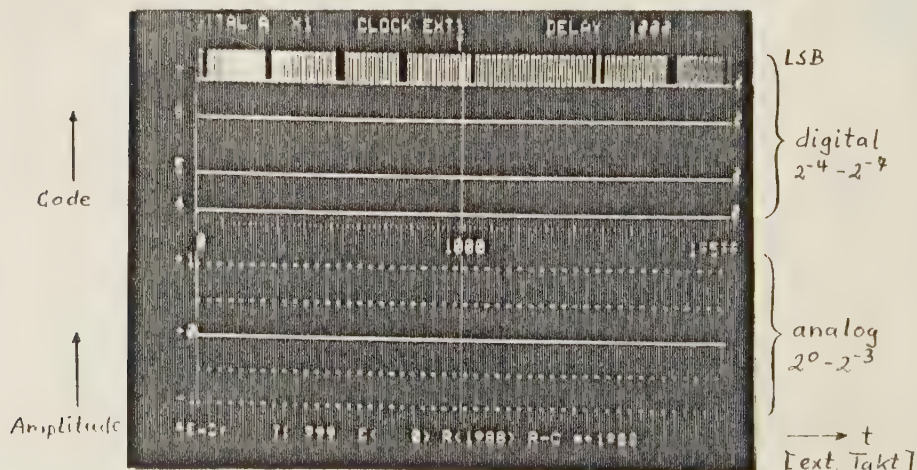


Bild 7-23 Gemischte Darstellung des ADU-Ausgangssignales $z(\tau)$ am Logikanalysator K500D

Die Lage des Eingangstaktes T_E , synchron zum Abtasttakt T mit den gleichen Frequenzen $f_A = f_E = 10 \text{ MHz}$, sowie das über einen 10 Bit-DAU (HDS1015E) rückumgesetzte ADU-Ausgangssignal U_{AD} sind bei der Apertur-Jitter-Messung nach Kapitel 7.1.3 am TDC1025E1C aus Bild 7-22 ersichtlich. In Bild 7-23 werden in gemischter Darstellung am 8-kanaligen 500 MHz-Logikanalysator K500D die vier Datenbits mit den Wertigkeiten $2^0 - 2^{-3}$ als Analogsignal (Gerade in der unteren Bildhälfte) und die vier restlichen Datenbits der Wertigkeiten $2^{-4} - 2^{-7}$ als Digitalsignale (Impulsdiagramme in der oberen Bildhälfte) dargestellt.

Diese ADU-Ausgangsdaten $z(\tau)$, als Funktion der eingestellten Verzögerungszeit τ , dienen zur Berechnung des Apertur-Jitters nach Gl. (7-22) bis Gl. (7-27). Dazu werden sie über den IEC-Bus vom Rechner "HP9826", Bild 7-8, abgeholt. Zur entsprechenden Varianzberechnung durch den Rechner mit Hilfe des Programmes "TAPADU" (Anhang 9) sind aber mindestens zwei verschiedene Datensätze $z\tau_0$ und $z\tau_1$ für zwei unterschiedliche Abtasttaktverzögerungen τ_0 und τ_1 nach Gl. (7-24) nötig. Um eine bessere Meßgenauigkeit zu erzielen, wurden deshalb am TDC1025E1C folgende drei Messungen vorgenommen:

1. Messung: $z\tau_0 = -2\text{LSB}$ für $\tau_0 = 0,0 \text{ ns}$,
2. Messung: $z\tau_1 = 72\text{LSB}$ für $\tau_1 = + 0,6 \text{ ns}$,
3. Messung: $z\tau_2 = -76\text{LSB}$ für $\tau_2 = - 0,4 \text{ ns}$.

Damit ergibt sich für eine maximale Abtasttaktverzögerungsdifferenz $\Delta\tau = 1 \text{ ns}$ eine maximale Codewortänderung $\Delta z\tau = 148 \text{ LSB}$ und nach Gl. (2-24) eine effektive Anstiegsrate $S_{\text{reff}} = 1156 \text{ V}/\mu\text{s}$ des Eingangssignales T_E am ADU für seinen Aussteuerbereich von $\Delta x_{AD}/\text{max} = 2 \text{ Vssp}$. Mit Hilfe von Gl. (7-25) liefert die Rechnerauswertung, unter Verwendung des BASIC-Programmes "TAPADU" vom Anhang A9, eine Standardabweichung des ADU-Ausgangssignales $z\tau_0$ bei der Verzögerung τ_0

1. mit Signal T_E : $\delta\tau_0 = 0,64 \text{ LSB}$,
2. ohne Signal T_E ($T_E \approx 0$) : $\delta_0 = 0,18 \text{ LSB}$.

Nach Gl. (7-26) ergibt somit die Standardabweichung des Apertur-Datenrauschens $\Delta z(\gamma)$ zu $\delta_{ap} = 0,614 \text{ LSB}$. Unter Verwendung dieses Wertes von δ_{ap} liefert die Gl. (7-27) damit eine obere Schranke des Effektivwertes t_{ap} des Abtastzeitpunkt-Jitters von

$$t_{ap} \leq \frac{\delta_{ap} \cdot \Delta \gamma}{\Delta z \gamma} = \frac{0,614 \cdot 10^{-3}}{148} = 4,15 \text{ [ps]} \quad (7-28)$$

für eine ADU-Aussteuerung / $\Delta x_{AD}/\max = 2 \text{ Vssp}$ und für eine ADU-Auflösung von $q = 7,81 \text{ mV}$.

7.3 Diskussion der Meßergebnisse

Anhand der vorliegenden Meßergebnisse (Kap. 7.2.1 - 3) über alle wesentlichen statischen und dynamischen Kenngrößen - differentielle und integrale Linearität, Codewortrauschen und effektiver Apertur-Jitter - ist zu prüfen inwieweit der TDC1025E1C als Unterumsetzer in einem Kaskaden-ADU eines digitalen Empfängers eingesetzt werden könnte, bzw. welche Verbesserungen an ihm noch möglich sind.

Bis zu einer Abtastfrequenz $f_A < 50 \text{ MHz}$ zeigt der TDC 1025E1C ein Linearitätsverhalten, das etwa im Mittel zwischen den Grenzen $\pm 1/2 \text{ LSB}$ bei differentieller und $\pm 1 \text{ LSB}$ bei integraler Linearität ohne Berücksichtigung von Gesamtoffset- und Verstärkungsabweichungen liegt. Offensichtlich treten aber bei dem ganzzahligen Vielfachen des Codewortes Nr. 32 einzelne Bereichsüberschreitungen auf. Dies ist vermutlich auf die topologische Struktur dieses monolithischen ADUs zurückzuführen, der aus 8 einzelnen 5 Bit-Unterparallelumsetzern auf dem "Chip" besteht. Hierbei treten vermutlich starke Schwankungen entweder in der Verzögerungszeit des Eingangssignales bzw. des Komparatortaktes zu der Komparatorbank beim Übergang von einem Unterumsetzer zum nächsten auf, oder der Spannungsteiler für die Referenzspannungen der Abtastkomparatoren weist entsprechende Unregelmäßigkeiten auf.

Fehlende Codewörter ("Missing-Codes") kommen bis zu der Abtastfrequenz $f_A = 50$ MHz nicht vor. Das Codewortrauschen bzw. das Doppelwort-Rauschen (Sigma-Quadrat, Kap. 7.2.1) liegt bis etwa 40 MHz Abtastfrequenz in einem Bereich, der dem doppelten Wert des idealen Quantisierungsrauschens von $q^2/12$ entspricht. Doch für Abtastfrequenzen oberhalb 40 MHz wächst das Codewortrauschen dann rapide um Größenordnungen an.

Ab einer Abtastfrequenz von ca. 50 MHz aufwärts zeigt der TDC1025E1C damit eine zunehmende Häufung von stochastischen Codewortfehlern, grundsätzlich von großer Amplitude (Bitfehler des MSBs und der hochwertigen Bits). Vermutlich gründen sich diese Störungen in den Signallaufzeitbedingungen des rein digitalen ADU-Teiles (Zähl-In-Binär-Codierer), Bild 7-1, die ab etwa einer Abtastfrequenz $f_A > 50$ MHz nicht mehr eingehalten werden können. Offenbar tritt hier bereits der Effekt auf, daß bei diesen schnellen Parallel-ADU die nicht mehr konstanten, d.h. zustandsabhängigen, Laufzeiten der digitalen Signale in ihren Logikschaltungen maßgeblich die Umsetzzeit T_{um} bzw. das "Timing" des ADUs festlegen und nicht mehr allein durch die analogen Komparatoren bedingt ist. Diese Vermutungen wurden auch durch die Aussage des Herstellers (TR) nicht nur weitgehend bestätigt, sondern auch die höchste Abtastfrequenz von 75 MHz auf 50 MHz in den neuen Datenblättern für den TDC1025E1C reduziert. Dagegen weisen die Messungen des Apertur-Jitters bzw. des Apertur-Rauschens (Kap. 7.2.2) Effektivwerte unter 4,1 ps auf, die damit eindeutig unter dem Wert $t_{ap} = 5,5$ ps liegen, der nach Kapitel 2.1.2 und Gl. (2-39) für einen 100 MHz/14 Bit-ADU des digitalen Empfängers mindestens notwendig wäre.

Trotz dieses gemessenen kleinen Apertur-Jitters ist der TDC1026E1C in dieser Form weder beim endgültigen ADU des DEs noch beim 30 MHz/14 Bit-ADU nach Kapitel 3.4 als Unterumsetzer anwendbar. Er erreicht nicht die erforderliche kurze Umsetzzeit $T_{um} < 10$ ns bzw. die Abtastfrequenz $f_A \geq 100$ MHz bei der erforderlichen 8 Bit-Genauigkeit, die innerhalb eines solchen ADU-Systems nach Kapitel 3 ff. vorausgesetzt werden müßte.

Jedoch sind für Anwendungen dieses ADUs TDC1025E1C bis zu Abtastfrequenzen $f_A < 50$ MHz keine Verbesserungen auf dem "Chip" unbedingt erforderlich. Die einzelnen "Linearitätsausreißer" $> 1/2$ LSB bei der differentiellen- und integralen Linearität können möglicherweise durch das Vorschalten eines geeigneten Abtasthaltekreises, der die entsprechenden Aperturzeitbedingungen (Kap. 2.1.2) erfüllen muß, vermieden werden. Damit wird das Problem auf den Abtasthaltekreis verlagert. Dagegen sind die stochastischen Störungen oberhalb $f_A \approx 50$ MHz nur durch technologische und/oder schaltungstechnische Änderungen auf dem "Chip" reduzierbar. Durch das Einfügen von entsprechenden Speicherebenen mit Flip-Flop-Registern (Pipeline-Prinzip, Kap. 3.2.2) müßte es schaltungstechnisch möglich sein, den internen Datenfluß soweit auf f_A zu synchronisieren, daß damit bis zu $f_A = 75$ MHz oder gar $f_A = 100$ MHz keine Codierfehler durch Laufzeitschwankungen innerhalb seines digitalen Teiles mehr auftreten können. Für den künftigen Aufbau eines monolithischen Schaltkreises als A/D-Umsetzer für den "Digitalen Empfänger" sind somit diese bereits erkannten Effekte bei reinen Parallelumsetzern vorwiegend in bipolarer Siliziumtechnologie zu berücksichtigen.

ZUSAMMENFASSUNG

Um die ungefähre Gleichwertigkeit von geplanten digitalen Hochfrequenzempfängern in Bezug auf den dynamischen Bereich ($D_{\text{opt}} \approx 75 \text{ dB}$) und die Empfangsempfindlichkeit ($E_0 \approx -83 \text{ dBm}$ für $B_0 = 30 \text{ MHz}$) mit bisherigen Funkempfängern (Kap. 2) zu erreichen, sind erhebliche Anforderungen an die benötigten A/D-Umsetzer bezüglich Auflösung, Linearität und Bandbreite (Kap. 3) zu stellen. Darüber hinaus zeigen die Untersuchungen innerhalb dieser Arbeit, daß ein A/D-Umsetzer von einer Wortlänge N zwischen 14 bit bis 16 bit für die notwendige hohe aussteuerbare Dynamik erforderlich ist. Diese Kriterien werden noch erheblich dadurch verschärft, daß der A/D-Umsetzer nach Bild 1 mit einer Umsetzungsfrequenz f_{um} bzw. Abtastfrequenz f_A von typisch 100 MHz bis an die Signalbandgrenze $B_0 = 30 \text{ MHz}$ extrem verzerrungsarm ($\pm \frac{1}{2} \text{ LSB}$) arbeiten sollte, um so das gesamte Kurzwellenband von ca. 1,5 MHz bis 30 MHz bei minimalem Einsatz von analogen Funktionsgruppen (z.B. Eingangstiefpaß und Vorverstärker) ohne Frequenzmischung und Bandbreitenreduzierung nahezu fehlerfrei abtasten und quantisieren zu können.

Diese Probleme sind gegenwärtig mit keiner zur Verfügung stehenden Technologie, weder monolithisch noch diskret/hybrid, befriedigend zu lösen. Doch läßt der schnelle Fortschritt auf dem Gebiet der A/D-Umsetzer (Kap. 4) vermuten, daß monolithische A/D-Umsetzer mit Auflösung q , die einer Wortlänge $N \leq 10 \text{ Bit}$ entspricht, bis zu Abtastfrequenzen $f_A \leq 1 \text{ GHz}$ in den nächsten Jahren wahrscheinlich auf dem Markt erscheinen werden. Dagegen ist heute schon zu erwarten, wie der neue Vorschlag nach Kapitel 3.4 zeigt, daß bezüglich der erforderlichen hohen Auflösung 14 Bit-Kaskaden-ADUs mit Abtastfrequenzen $f_A \approx 30 \text{ MHz}$ in diskret-hybrider Bauweise realisierbar sein sollten.

Als Ergebnis der Untersuchungen in Kapitel 2 und 3 kann für die gegenwärtigen und künftigen Umsetzungsverfahren des "DE-ADUs" nur eine synchrone Kaskade nach Kapitel 3.2.2 oder 3.4 in Betracht gezogen werden, da sie allein die optimale Lösung für die erforderliche hohe Auflösung bei gleichzeitig hoher Arbeitsgeschwindigkeit darstellt. Doch kann hierbei über die Art der zu verwendenden Unterumsetzer, ob aufwendige Parallelumsetzer (Kap. 3.2.1) oder weniger aufwendige parallele Faltungsumsetzer (Kap. 3.3.1), noch nicht endgültig entschieden werden. Gegenwärtig liegen Faltungsumsetzer noch nicht in der technisch ausgereiften Form (Stabilitäts- und Genauigkeitsprobleme) vor, wie sie für den A/D-Umsetzer des digitalen Empfängers benötigt werden. Dagegen ist der Einsatz von Parallelumsetzern als Unterumsetzer zur Zeit weniger problematisch.

Inwieweit mit den in Kapitel 5 beschriebenen neuartigen Verfahren die dynamische Auflösung von A/D-Umsetzern geringerer Auflösung ($N \leq 10$ bit) bis auf die hier mindestens erforderliche Wortlänge von 14 bit gesteigert werden kann, hängt in erster Linie davon ab, welche monolithischen A/D-Umsetzer mit Abtastfrequenzen f_A von einigen 100 MHz künftig zur Verfügung gestellt werden können. Hierbei können möglicherweise wegen des Wegfalls von verzögernden Rückkoppelschleifen vor allem die speziellen, vom Verfasser vorgeschlagenen nichtrekursiven Inter- bzw. Extrapolationsverfahren in Verbindung mit der Überabtastung (Kap. 5.1.2) für die technische Realisierung von Vorteil sein. Dagegen tragen die in Kapitel 5.2.1 und 5.2.2 beschriebenen neuartigen Korrekturverfahren nur bedingt zur dynamischen Auflösungssteigerung bei. Sie dienen in erster Linie dazu, systematische Quantisierungsfehler infolge technisch-physikalischer Mängel einzelner ADU-Komponenten (z.B. ungenaue Bitgewichte von Rück-DAUs bei Kaskadenumsetzern) zu kompensieren. Dabei ist empfehlenswert, die Überlappungskorrekturaddition (Kap. 5.2) zur Korrektur innerer Offsetfehler als eine sehr einfache und wirksame Methode mitzuverwenden.

Die Lösung des ADU-Problems für den digitalen Empfänger muß deshalb auch auf der Technologie- und Komponenten-ebene gesucht werden. Aus diesem Grund werden in Kapitel 6 spezielle Vorschläge bzw. Neuentwicklungen von Breitbandverstärkern, Multifaltungsstufen, Schaltern, Abtasthaltekreisen und D/A-Umsetzern beschrieben, die für den "DE-ADU" wichtig sein sollten. Hierbei sind vor allem die vom Verfasser neu entwickelten GaAs-FET-Operationsverstärker KS1048, die Schottky-Diodenbrücken-Schalter KS1047, sowie der 100 MHz-Abtasthaltekreis mit mitlaufender Brückenschaltspannung zu nennen. Der Einsatz dieser Komponenten ist größtenteils bereits in dem 30 MHz/14 Bit-ADU des neuen Konzeptes nach Kapitel 3.4 vorgesehen.

Im Gegensatz zu der noch in vollem Fluß befindlichen Technologie- und Komponentenentwicklung sind die neuen rechnergestützten Meßverfahren nach Kapitel 7.1 zur Bestimmung der wichtigsten statischen und dynamischen Kenngrößen (differentielle und integrale Linearität, Codewortrauschen, Apertur-Jitter, Klirr-Rausch-Spektren) heute schon zu einer gewissen Reife gelangt. Insbesondere ermöglichen die neu eingeführten Verfahren der Datenstatistik zur Bestimmung des Codewortrauschens (Kap. 7.1.2) und des Apertur-Jitters (Kap. 7.1.3) erstmalig einen genauen Einblick in das dynamische, aussteuerungsabhängige Rauschverhalten sehr schneller A/D-Umsetzer.

- / 1/ C.E. Shannon, W. Weaver: The Mathematical Theory of Communication. University of Illinois Press, Urbana, Ill. 1949
- / 2/ H. Söllner: Allwellenempfänger EL500. Technische Mitteilungen AEG-Telefunken 63, Nr. 2, 1973, S. 47-49
- / 3/ K. Schieder: Eine neue Generation von Kurzwellen Empfangs- und Peilanlagen. Elektronik Information, Nr. 12, 1981, S. 59 - 60
- / 4/ K. Humann: Definition und Messung der Empfindlichkeit von Funkempfangs- und Peilgeräten. Technische Mitteilungen AEG-Telefunken 67, Nr. 7, 1977, S. 323 - 330
- / 5/ H. Marko: Die Reziprozität von Zeit und Frequenz in der Nachrichtentechnik. NTZ Jahrg. 9, Nr. 5, 1956, S. 222 - 228 und Nr. 6, 1956, S. 226 - 271
- / 6/ T.H. Glisson, C. I. Black, A.P. Sage: The Digital Computation of Discrete Spectra Using the Fast Fourier Transform. IEEE Trans., Vol. Au-18, No. 13, Sept. 1970, S. 271 - 287
- / 7/ H.D. Lüke: Signalübertragungen. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York 1979, 2. Auflage
- / 8/ H. Marko: Methoden der Systemtheorie. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York 1977, Band 1
- / 9/ E. Philippow: Taschenbuch Elektrotechnik. Carl Hanser Verlag, München Wien 1978, Band 3, S. 904 ff.
- / 10/ R. Schwarte: Zur Messung der Kurvenform einmaliger, zugleich im Subnanosekunden- und Millivoltbereich ablaufende Vorgänge mittels der Samplingtechnik. Dissertation am Institut für Technische Elektronik, TH Aachen, 1972
- / 11/ B.M. Gordon: The Analogic Data-Conversion Systems Digest. Analogic Corporation, Third Edition, Wakefield, Mass. 1978
- / 12/ A.V. Balakrishnan: On the problem of time jitter in sampling. IRE Trans. Information Theory, Vol. IT-8, April 1961, S. 226 - 236
- / 13/ D. Seitzer: Elektronische Analog-Digital-Umsetzer. Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York 1977

- / 14/ P. Steffen, H.W. Schüssler, P. Möhringer: On Optimum Anti-Aliasing Filters. AEÜ Jahrg. 35, Nr. 5, 1981, S. 185 - 191
- / 15/ R. Saal: Handbuch zum Filterentwurf. AEG-Telefunken, Springer-Verlag, Berlin Heidelberg New York 1979
- / 16/ M. Zimmer: Die Bedeutung der Divisionsalgorithmen für die schnelle Analog/Digital-Umsetzung. Der Elektroniker (CH), Nr. 5, 1977, S. EL16 - EL20
- / 17/ W.R. Bennett: Spectra of Quantized Signals. Bell System Technical Journal, Vol 27, 1948, S. 446 - 472
- / 18/ A.Gersho: Principles of Quantization. IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS - 25, No. 7, July 1978, S. 427 - 436
- / 19/ B.M. Gordon: Noise Effects on Analog-to-Digital Conversion Accuracy. Computer Design, No. 3, March 1974, S. 65 - 84
- / 20/ J.C. Demaret: Sine Signal Quantizers. AEÜ Jahrg. 23, Nr. 3, 1979, S. 115 - 124
- / 21/ L. Tschimpke, G. Flachenecker: Statistische Beschreibung von Diversity-Verfahren, erläutert am Empfangsfeld mit Rayleigh-Verteilung. Frequenz Jahrg. 35, Nr. 11, 1981, S. 298 - 305.
- / 22/ K.R. Fink, F.H. Hölzel, u.a.: Digitaler Empfänger. Abschlußbericht für BMFT, AEG-Telefunken, Geschäftsbereich Hochfrequenztechnik Ulm, Mai 1982
- / 23/ R. Best: Eine Systemtheorie der DA- und AD-Converter und ihre Anwendung auf die Konstruktion schneller A/D-Converter. Dissertation Nr. 4785, ETH Zürich, 1971
- / 24/ V. Fiedler, D. Seitzer: A High-Speed 9 Bit A/D-Converter Based on a Gray-Code Multiple Folding Circuit. IEEE Journal of Solid-State Curcuits, Vol. SC - 4, No. 3, June 1979, S. 547 - 551
- / 25/ R. Gößler: Schnelle A/D-Umsetzer. Elektronik, Nr. 11, 1975, S. 83 - 87
- / 26/ W.K. Bucklen: Video digitizing gets extra bit of resolution from flash ADC. Electronic Design, Vol. 29, No. 2, Jan. 22, 1981, S. 75 - 79

- / 27/ M. Zimmer: Digitale Korrekturverfahren zur Genauigkeits-/Geschwindigkeitssteigerung der schnellen A/D-Umsetzung. Der Elektroniker (CH), Nr. 6, 1978, S. EL14 - EL19
- / 28/ M. Zimmer: Genaue Analog/Digital-Umsetzer für die Hochfrequenz-Datenerfassung. Elektronik, Nr. 6, 1979, S. 41 - 45
- / 29/ T.W. Henry: High Speed Digital-To-Analog and Analog-To-Digital Techniques. IEEE Trans. Nuclear Science, Vol. NS-20, No. 10, 1973, S. 52 - 66
- / 30/ H. Koscielniak, D. Seitzer: Eine neue Struktur für schnelle Analog/Digital-Umsetzer. NTZ Jahrg. 29, Nr. 7, 1976, S. 535 - 537
- / 31/ Datenblatt zum A/D-Umsetzer, Typ: TDC1025E1C TRW Inc., Rev. B-11/1981
- / 32/ Datenblatt zum A/D-Umsetzer, Typ: SDA 5010, SDA 5200 Siemens AG, Bestell-Nr. B/2234-220, 1980
- / 33/ W. Demmer, P. Draheim, L. Warmuth, J. Lenth: Pipelining-Verfahren in der digitalen Signalverarbeitung. Elektronik, Nr. 23, 1981, S. 65 - 72
- / 34/ J. Munn, F. Shoreys: Schnelle A/D-Umsetzer mit hoher Auflösung - Anwendung. Elektronik, Nr. 23, 1981, S. 65 - 72
- / 35/ C.A. Hamilton, F.L. Lloyd: A Superconducting 6 Bit Analog-to-Digital Converter with Operation to 2×10^9 Samples/Second. IEEE Elektron Device Letters, Vol. EDL-1, No. 5, May 1980, S. 92 - 94
- / 36/ L. Waller: A - d converter hits 8 gigahertz with GaAs device. Electronics, Vol. 52, No. 6, March 29, 1979, S. 43 - 44
- / 37/ B.D. Smith: An Unusual Electronic Analog-Digital Conversion Method. IRE-Trans. Instrumentation, Vol. PGI-5, June 1956, S. 150 - 155
- / 38/ G. Scarbata: Die Erzeugung von Walshfunktionen unter Ausnutzung ihres Zusammenhangs mit dem Graycode. Wiss. Zeitschrift TH Ilmenau Jahrg. 25, Nr. 4, 1979, S. 85 - 96
- / 39/ K. Krull: Ein PCM-Codierer für Breitbandsignale. Nachrichtentechnische Fachberichte, VDE-Verlag, Berlin 1972, Band 42, S. 92 - 103

- / 40/ A. Arbel, R. Kurz: Fast ADC. IEEE Trans. Nuclear Science, Vol. NS-20, No. 2, 1975, S. 446 - 451
- / 41/ G. Steinbach: Monolithisch integrierbare Gray-Faltungs-Umsetzer für Analog-Digital-Umsetzersysteme. Techn. Bericht am Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente, Ruhr-Universität Bochum, Sept. 1981
- / 42/ P. Russer: Verfahren zur Analog-Digital-Umsetzung und Digital-Analog-Umsetzung. Patentanmeldung, P2921170.9 vom 25.5.1979, AEG-Telefunken Ulm
- / 43/ E. Madelung: Die mathematischen Hilfsmittel des Physikers. Springer Verlag, Berlin Göttingen Heidelberg 1964, 7. Auflage
- / 44/ W.A. Kester: Characterizing and Testing A/D and D/A Converters for Color Video Applications. IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-25, No. 7, July 1978, S. 539 - 550
- / 45/ Toyoki Takemoto, Michihiro Inoue, Hideaki Sadamatsu, Akira Matsuzawa, Kazuhiko Tsuji: A Fully Parallel 10-Bit A/D Converter with Video Speed. IEEE Journal Solid-State Circuits, Vol. SC-17, No. 6, Dec. 1982, S. 1133 - 1138
- / 46/ B.G. Bosch: Gigabit electronics - A review. Proceedings IEEE, Vol. 69, No. 3, March 1979, S. 340 - 379
- / 47/ G. Nuzillat, E.H. Perea, G. Bert, F. Damay-Kavale, M. Cloanec, M. Peltier, Tung Pham Ngu, C. Arnodo: GaAs MESFET IC's for Gigabit Logic Applications. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-17, No. 3, June 1982, S. 569 - 584
- / 48/ H. Beha: Mail - A New Josephson Logic Family. IEEE Journal Solid-State Circuits, Vol. SC-17, No. 3, June 1982, S. 562 - 568
- / 49/ H.F. Taylor: An Electrooptic Analog-to-Digital Converter. Proc. IEEE, Vol. 63, October 1975, S. 1524 - 1525
- / 50/ F.J. Leonberger, C.E. Woodward, D.L. Spears: Design and Development of a High-Speed Electrooptic A/D-Converter. IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-26, No. 12, December 1979, S. 1125 - 1131

- / 51/ Anonym: A/D-Wandlung mit Abtastzeiten im Nanosekunden-Bereich im Transienten-Digitizer 7612 D. Tektronix, Tek Magazin, Ausgabe 2, Oktober 1981, S. 13
- / 52/ J.W. Mark: Adaptive decision-feedback predictive coding of digital sources. IEE Proceeding, Vol. 128, Pt. F, No. 3, June 1981, S. 155 - 160
- / 53/ R.J. Karwoski: Predictive coding improves ADC performance. EDN, October 5, 1979, S. 137 - 143
- / 54/ S.K. Tewksbury, R.W. Hallock: Oversampled, Linear Predictive and Noise-Shaping Coders of Order $N > 1$. IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-25, No. 7, July 1978, S. 436 - 447
- / 55/ J.C. Candy, Y.C. Ching, D.S. Alexander: Using Triangularly Weighted Interpolation to Get 13-Bit PCM from a Sigma Delta Modulator. IEEE Trans. Communications, Vol. COM-22, Nov. 1976, S. 1268 - 1275
- / 56/ G. Steinbach: Beurteilung des Konzeptes "Oversampled Coder" nach dem Aufsatz von Tewksbury und Hallock in IEEE-CAS-25 (1978) 7, S. 436 ff. Techn. Bericht am Lehrstuhl für Elektronische Bauelemente, Ruhr-Universität Bochum, Dezember 1979
- / 57/ Seyed Ali Azizi: Entwurf und Realisierung digitaler Filter. Oldenbourg Verlag, München Wien 1981
- / 58/ T.A.C.M. Claasen, W.F.G. Mecklenbräuker, J.B.H. Peek, N.v. Hurck: Signal Processing Method for Improving the Dynamic Range of A/D und D/A Converters. IEEE Trans. Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-28, No. 5, October 1980, S. 529 - 538
- / 59/ T.A.C.M. Claasen, W.F.G. Mecklenbräuker, J.B.H. Peek: Quantization Noise Analysis for Fixed-Point Digital Filters Using Magnitude Truncation for Quantization. IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-22, No. 11, November 1975, S. 887 - 895
- / 60/ M. Zimmer: Verfahren und Anordnung zur Analog/Digital-Umsetzung. Patentanmeldung, P3212103.2 vom 1.4.1982, AEG-Telefunken Ulm

- / 61/ Yuichi Ninomiya: An Accurate 8 Bit A/D-Converter Sampling at 100 MHz. IEEE Trans. Communications, Vol. COM-29, No. 9, Sept. 1981, S. 1353 - 1357
- / 62/ J. Boswell, W. Schaller, M. Zimmer: Verfahren und Anordnung zur schnellen, hochauflösenden Analog/Digital-Umsetzung mit selbständiger Korrektur. Patentanmeldung, P.2912925.7 vom 31.3.1979, AEG-Telefunken Ulm
- / 63/ G. Wustmann: Erzeugung von Pseudo-Zufallsfolgen mit binären Schieberregistern. Elektronik, Nr. 18, 1982, Arbeitsblatt Nr. 153, S. 79-81
- / 64/ Anonym: Auswahlkriterien für Operationsverstärker. Elektronik, Nr. 5, 1981, S. 74-81
- / 65/ E.L. Zuch: Pick sample-holds by accuracy and speed and keep hold capacitors in mind. Electronic Design, Vol. 26, No. 26, December 20, 1978, S. 84 - 90
- / 66/ D.V. Mercy: A review of automatic gain control theory. The Radio and Electronic Engineer, Vol. 51, No. 11/12, Nov./Dec. 1981, S. 579 - 590
- / 67/ B. Yeshwant Kamath, R.G. Meyer, P.R. Gray: Relationship Between Frequency Response and Settling Time of Operational Amplifiers. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-9, Nr. 6, Dec. 1974, S. 347 - 352
- / 68/ C.T. Chuang: Analysis of Settling Behavior of an Operational Amplifier. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-17, No. 1, February 1982, S. 74 - 80
- / 69/ A. Glasmachers: Elektronische Schaltungen für die Kernstrahlmeßtechnik im Weltraum - Dargestellt am Zeitmeßkanal eines Massenspektrometers -. Dissertation am Lehrstuhl für Elektronische Schaltungen, Ruhr-Universität Bochum, 1978
- / 70/ G. Kurz, R. Köster: Äußere und innere Frequenzgangkompensation bei Operationsverstärkern. Nachrichtentechnik Elektronik Jahrg. 31, Nr. 5, 1981, S. 190 - 192
- / 71/ K. Lehmann: Berechnungen des Frequenzganges von Video-Operationsverstärkern. Elektronik, Nr. 24, 1982, Arbeitsblatt Nr. 135, S. 101 - 104

- / 72/ B. Gilbert: A New Wide-Band Amplifier Technique. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-3, No. 4, Dec. 1968, S. 353 - 373
- / 73/ M. Zimmer: Breitband-Faltverstärker, vornehmlich für A/D-Wandler. Patentanmeldung, P2645606.4 vom 8.10.1976, AEG-Telefunken Ulm
- / 74/ J.M. Early: Effects of space-charge layer widening in junction transistors. Proceedings IRE, Vol. 40, 1952, S. 1401 - 1406
- / 75/ H. Adler: Gesichtspunkte beim Entwurf eines Operationsverstärkers mit hoher Slew-Rate und kleinem Rauschen. Radio Fernsehen Elektronik Jahrg. 24, Nr. 19, 1975, S. 625 - 639
- / 76/ J. Gruber: Simulation kritischer Komponenten für schnelle Analog-Digital-Umsetzer, Techn. Bericht, Nr. 12.037/79 vom 10.12.1979, Forschungsinstitut AEG-Telefunken Ulm
- / 77/ M. Zimmer: Faltverstärker und seine Anwendung zur schnellen hochgenauen A/D-Umsetzung. Patentanmeldung, P2919627.8 vom 16.5.1979, AEG-Telefunken Ulm
- / 78/ W. Schaller: Verfahren zur Erhöhung des Auflösungsvermögens von Analog-Digital-Wandlern. Patentanmeldung, P2511180.2 vom 14.3.1975, AEG-Telefunken Ulm
- / 79/ J. Gruber. R. Sobkowiak: Untersuchungen an schnellen Abtasthalteschaltungen. Techn. Bericht, Nr. 12.026/81 vom 5.11.1981, Forschungsinstitut AEG-Telefunken Ulm
- / 80/ U. Böhn: Ein Beitrag zur Berechnung der Tast- und Halteschaltung mit Rückführung. Nachrichtentechnik (DDR) Jahrg. 20, Nr. 4, 1970, S. 134 - 137
- / 81/ M. Zimmer, J. Gruber: Elektronische Abtasthalteschaltung. Patentanmeldung, P3209188.5 vom 13.3.1982, AEG-Telefunken Ulm
- / 82/ M. Zimmer: Diodenbrücken-Wechselschalter insbesondere für schnelle Abtast-Halte-Schaltungen. Patentanmeldung, P3305358.8 vom 17.2.1983, AEG-Telefunken Ulm
- / 83/ Anonym: Miller- und Bootstrap-Schaltung, Ladungsverstärker. Elektronik, Nr. 9, 1974, Arbeitsblatt Nr. 85, S. 351 - 352

- / 84/ H.L. Fiedler, B. Höfflinger, W. Demmer, P. Draheim: A 5-Bit Building Block for 20 MHz A/D Converters. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-16, No. 3, June 1981, S. 151 - 155
- / 85/ H. Schmid, F. Egan: An Electronic Design practical guide to d/a conversion. Electronic Design, Vol. 16, No. 22, October 24, 1968, S. 49 - 88
- / 86/ R. Beuter: Digital-Analog-Umsetzung mit Kettenleitern. Elektronik, Nr. 11, 1969, S. 325 - 330
- / 87/ P.H. Saul, P.J. Ward, A.J. Fryers: An 8-Bit, 5 ns Monolithic D/A-Converter Subsystem. IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. SC-15, No. 6, December 1980, S. 1033 - 1039
- / 88/ R. Gößler: Prüfmethode für A/D-Umsetzer. Elektronik, Nr. 12, 1975, S. 56 - 60
- / 89/ J.R. Naylor: Testing Digital/Analog and Analog/Digital Converters. IEEE Trans. Circuits and Systems, Vol. CAS-25, No. 7, July 1978, S. 526 - 538
- / 90/ G. Pretzel: Dynamische Eigenschaften schneller Analog-Digital-Umsetzer. Dissertation Nr. DL 8539 im Fachbereich Ingenieurwissenschaften, Universität Erlangen-Nürnberg, 1978
- / 91/ M. Zimmer: Testen schneller Analog/Digital-Umsetzer mit Tischrechnern. Elektronik, Nr. 20, 1979, S. 61 - 66
- / 92/ R. Fritz, H. Hölzl, U. Kemmer: Test von Analog/Digital-Umsetzern mit Hilfe eines Logik-Analysators. Technisches Messen Jahrg. 48, Nr. 10, 1991, S. 333 - 337
- / 93/ W. Kester: Test video A/D-converters under dynamic conditions. EDN, August 18, 1982, S. 103 - 112
- / 94/ D.L. Duttweiler, D.G. Messerschmitt: Analysis of Digitally Generated Sinusoids with Application to A/D and D/A Converter Testing. IEEE Trans. Communications, Vol. Com-26, No. 5, May 1978, S. 669 - 675
- / 95/ B.E. Peetz, A.S. Muto, J.M. Neil: Measuring Waveform Recorder Performance. Hewlett Packard Journal, November 1982, S. 21 - 29
- / 96/ J.W. Cooley, J.W. Tukey: An algorithm for machine calculation of complex Fourier series. Math. Comput., Vol. 19, No. 4, April 1965, S. 297 - 301

- / 97/ S.M. Kay, S.L. Marple: Spectrum Analysis - A Modern Perspective. Proceedings IEEE, Vol. 69, No. 11, Nov. 1981, S. 1380 - 1419
- / 98/ F.J. Harris: On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform. Proceedings IEEE, Vol. 66, No. 1, Jan. 1978, S. 51 - 83
- / 99/ U. Breyman: Schnelle Fouriertransformation in BASIC. Elektronik, Nr. 8, 1981, S. 82 - 83
- /100/ W. Lüdge, A. Lüdge: Rechnergestützte Testung von Analog/Digital-Wandlern. msr (Messen, Simulieren, Rechnen) (DDR), Jahrg. 22, Nr. 9, 1979, S. 508 - 511
- /101/ H.J. Maas: Entwurf und Realisierung eines Interfaces für Performance Tests von schnellen ADU's. Diplomarbeit im Fachbereich Elektrotechnik, Fachhochschule Koblenz, September 1980
- /102/ D. Jackson: Software generation of pseudo random sequences. Electronic Engineering (GB), Vol. 49, No. 12, December 1977, S. 55 - 58
- /103/ H.U. Koller: New Criterion for Testing Analog-to-Digital Converters for Statistical Evaluation. IEEE Trans. Instruments and Measurement, Vol. IM-22, No. 3, September 1973, S. 214 - 217
- /104/ M. Linda, M. Lowe: 8 bit a-d converter has 12-bit linearity. Electronics, Vol. 53, No. 20, September 11, 1980, S. 171 - 172
- /105/ M. Neil, A. Muto: Tests unearth a-d converter's real-world performance. Electronics, Vol. 55, No. 4, February 24, 1982, S. 127 - 132

ANHANG

A1 Tschebyscheff'sche Polynome /43/ für einen n-stufigen Polynomgenerator /42/ zur A/D-Umsetzung im Gray-Code

Die Tschebyscheff'schen Polynome nach dem Bildungsgesetz

$$T_n(x) = \cos(n \arccos x) \quad \text{für } x \leq 1 \quad (3-28)$$

können technisch durch Vierquadrantenmultiplizierer und Summationsverstärker nach Bild A1-1 ausgeführt werden.

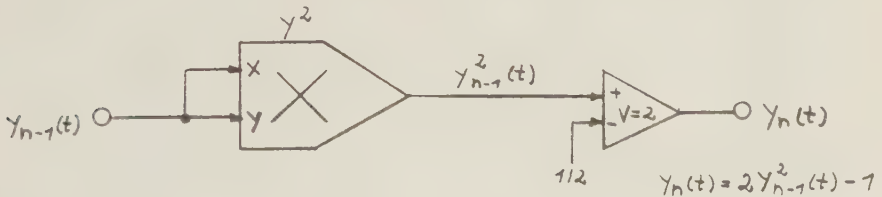


Bild A1-1 Polynomgenerator für T_2

Hierbei wird das gerade Polynom nächst höherer Ordnung $T_{n+2}(x)$ aus dem Polynom niedriger Ordnung $T_n(x)$ nach der Vorschrift

$$T_{n+2}(x) = 2 \cdot T_n^2(x) - 1 \quad (A1-1)$$

gewonnen.

Damit sind die analogen Signale im angenommenen Aussteuerungsintervall $[y_{nmin}, y_{nmax}]$ mit $-1, +1$ einer mehrstufigen Umsetzung nach Bild A1-2 gegeben durch

$$Y_1(t) = X(t) \quad (A1-2a)$$

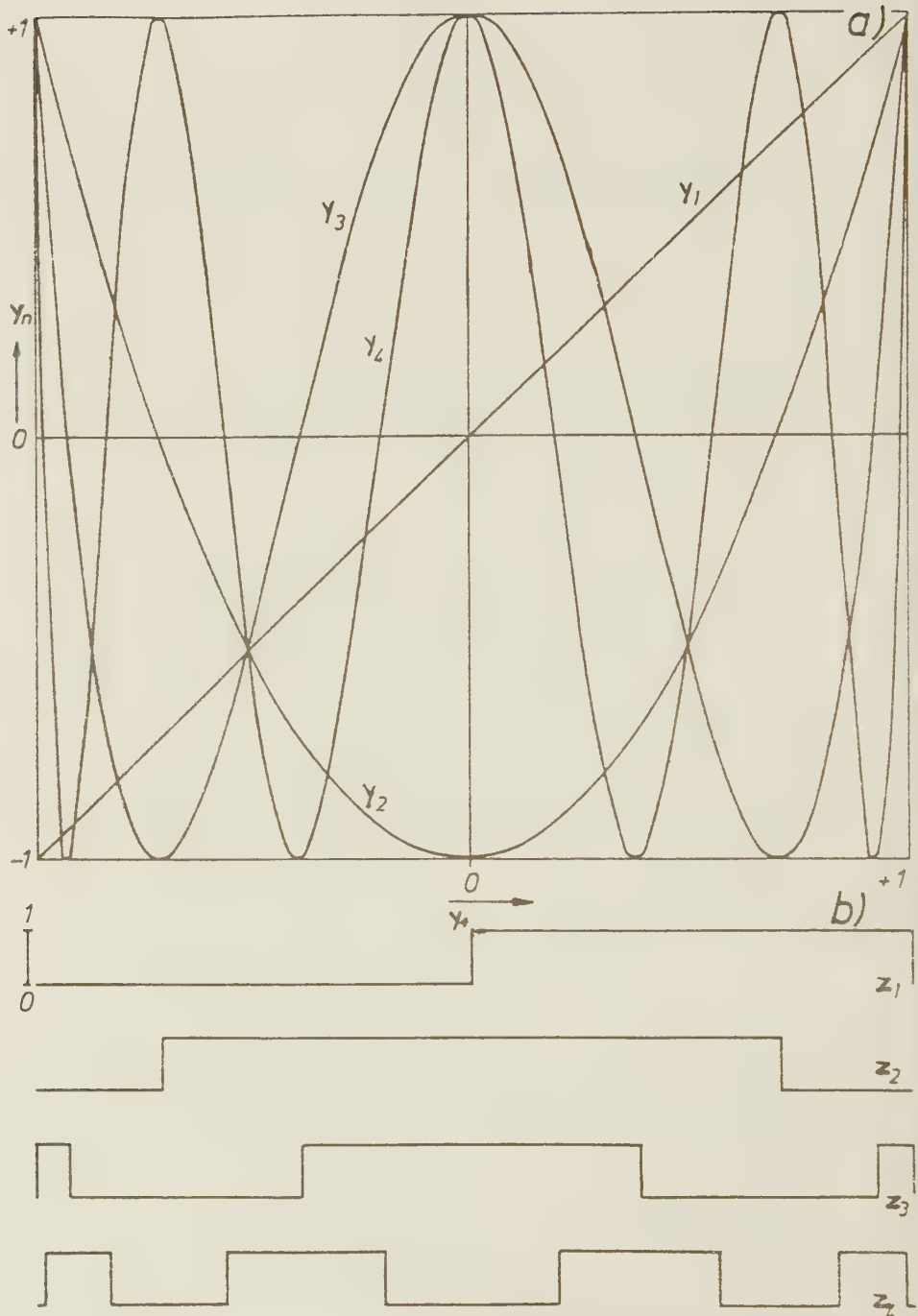


Bild A1-2 Die Funktionen $y_1 \dots y_4$ (a) und $z_1 \dots z_4$ (b) von $y_1 = x$ für einen vierstufigen Polynomumsetzer

$$y_2(t) = T_2(y_1(t)) = 2x^2(t) - 1 \quad (A1-2b)$$

$$y_3(t) = T_4(y_1(t)) = T_2(y_2(t)) \quad (A1-2c)$$

$$y_4(t) = T_8(y_1(t)) = T_2(y_3(t)) \quad (A1-2d)$$

$$y_n(t) = T_2^{n-1}(y_1(t)) = T_2(y_{n-1}(t)). \quad (A1-2e)$$

Da für die Komparatorausgangssignale z_n (Gray-Code)

$$z_1 = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{sgn} \frac{y_1}{q^*} \right) \quad (A1-3a)$$

$$z_2 = \frac{1}{2} \left(1 - \operatorname{sgn} \frac{y_2}{q^*} \right) \quad (A1-3b)$$

$$z_3 = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{sgn} \frac{y_3}{q^*} \right) \quad (A1-3c)$$

$$z_r = \frac{1}{2} \left[(-1)^{n-1} + \operatorname{int} \frac{y_n}{q^*} \right] \quad (A1-3e)$$

keine äquidistanten Signalnulldurchgänge von $y_n(t)$ vorliegen (Divisor q^* ist nicht konstant und nicht linear, siehe Kap. 2.2.2), muß eine entsprechende Signalverzerrung für $y_n(t)$ mit

$$y_1(t) = \sin \left[\frac{\pi}{2} \cdot x(t) \right] \quad (A1-4a)$$

$$y_2(t) = -\cos \left[\pi \cdot x(t) \right] \quad (A1-4b)$$

$$y_n(t) = \cos \left[2^{n-1} \pi \cdot x(t) \right] \quad \text{für } n \geq 2 \quad (A1-4c)$$

zur Linearisierung der A/D-Umsetzung am jeweiligen Eingang der Polynomstufe T_n vorgenommen werden.

- A2 Überabtastungsfaktor K auf der Basis einer 3 Bit-A/D-Umsetzung zur Gewinnung einer dynamischen Auflösung von 12 Bit bzw. 13 Bit für "Predictive Coders" nach /54/

Für die Tabelle A2-1 wird die Beziehung, Gl. (5-2), des Überabtastungsfaktors K zwischen Abtastfrequenz f_A und Signalbandbreite $2 \cdot B_0$ zugrunde gelegt. Die Signalfilterung innerhalb dieses rekursiven, "prediktiven ADUs" wird durch ein Transversalfilter der Ordnung N vorgenommen.

Tabelle A2-1 Überabtastungsfaktor K für ein 3 Bit-ADU nach /54/

Filter Ordnung N	Überabtastungs- Schwelle K_S	Überabtastung K für 12 Bit Wortlänge	Überabtastung K für 13 Bit Wortlänge
1	1,5	382	604
2	1,8	87	116
3	2	40	60
4	2,2	35	46
5	2,5	28	32

- A3 Ermittlung der Klirrauschleistungsdichtespektren $P_{er}(f)$ und $P_{es}(f)$ aus der Differenzbildung des Quantisierungsrauschsignales $r_s(n)$

Eine "digitale Differentiation" des Quantisierungsfehlers kann angenähert werden durch

$$\tau_s(n) = \tau(n) - \tau(n-1) . \quad (5-26)$$

Mit Hilfe des Verschiebungssatzes der Fouriertransformation kann diese Differenzbildung als Übertragungsfunktion

$$G_d(j\omega) = 1 - e^{-j\omega T} \quad (A3-1)$$

angegeben werden. Unter Verwendung der Euler'schen Beziehung

$$\sin \omega T/2 = \frac{e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}}{2j} \quad (A3-2)$$

lautet diese Funktion:

$$G_d(j\omega) = 2je^{-j\omega T/2} \cdot \sin \omega T/2 \quad (A3-3)$$

Um das reelle Leistungsspektrum $P_{er}(f)$ zu erhalten, muß das reelle Quadrat davon gebildet werden

$$P_{er}(2\pi f) = G_d(j\omega) \cdot G_d^*(j\omega), \quad * \text{konjugiert komplex.} \quad (A3-4)$$

Damit lautet das Leistungsdichtespektrum $P_{er}(f)$ bzw. $P_{es}(f)$:

$$P_{er}(f) = (2je^{-2\pi f T/2} \cdot \sin 2\pi f T/2) (-2je^{-2\pi f \cdot T/2} \cdot \sin 2\pi f T/2)$$

$$P_{er}(f) = 4 \cdot P_{eo}(f) \cdot \sin^2 \omega T/2, \quad \text{mit } P_{eo} = \frac{q_a^2}{12} \quad (A3-5)$$

$$P_{es}(f) = \frac{q_a^2}{3} \cdot T \cdot \sin^2 \omega T/2 \quad (A3-6)$$

A4 Auflösungsgewinne G_q und G_{qs} des nichtrekursiven, extrapolativen ADU-Systems nach Kapitel 5.1.2 als Funktion des Überabtastungsfaktors K

K	1	1,5	2	2,5	3	4	5	6	7	8
G_q [bit]	0	0,29	0,5	0,66	0,79	1	1,16	1,29	1,4	1,5
G_{qs} [bit]	-0,5	0,18	0,73	1,18	1,56	2,16	2,64	3,03	3,36	3,65
ΔG [bit]	-0,5	-0,11	0,23	0,52	0,77	1,16	1,48	1,74	1,96	2,15
G_q [dB]	0	1,76	3	4	4,77	6,02	7	7,78	8,45	9,03
G_{qs} [dB]	-3	1,07	4,4	7,11	9,38	13,02	15,88	18,23	20,22	21,95

Tabelle A4-1 Auflösungsgewinne nach Gl. (5-3) und (5-33) bis K=8

K	9	10	20	30	40	50	75	100	500	1000
G_q [bit]	1,58	1,66	2,16	2,45	2,66	2,82	3,11	3,32	4,48	4,98
G_{qs} [bit]	3,9	4,13	5,62	6,5	7,12	7,61	8,26	9,11	12,59	14,09
ΔG [bit]	2,32	2,47	3,46	4,05	4,46	4,8	5,15	5,79	8,11	9,11
G_q [dB]	9,54	10	13,01	14,77	16,02	17	18,75	20	27	30
G_{qs} [dB]	23,48	24,85	33,86	39,14	42,89	45,8	49,73	54,83	75,8	84,83

Tabelle A4-2 Auflösungsgewinne nach Gl. (5-3) und (5-33) bis K=1000

Für den Überabtastungsfaktor K gilt die Beziehung der Gl. (5-2). G_q nach Gl. (5-3) ergibt den dynamischen Auflösungsgewinn bei einfacher, nachfolgender Tiefpaßfilterung mit näherungsweise idealem Rechtecktiefp. G_{qs} nach Gl. (5-32) bzw. Gl. (5-33) stellt den Auflösungsgewinn dieses nicht-rekursiven ADU-Systems dar. Mit ΔG wird der Auflösungsunterschied

$$\Delta G = G_{qs} - G_q \quad [\text{bit}] \quad (\text{A4-1})$$

zwischen beiden Methoden für jeweils gleiches K aufgezeigt.

A5 Stromlaufplan und einige vorläufige Meßergebnisse für den hybriden GaAs-FET-Operationsverstärker KS1048

Der Stromlaufplan des KS1048 ist in Bild A5-1 gegeben. Die aufgeführten Messungen sind nur als grobe Richtwerte zu betrachten und damit nicht vorgesehen, endgültige Aussagen über die Verwendung des KS1048 innerhalb des DE-ADUs zu treffen. So wurden die Messungen der Impulsanstiegs- und Abfallzeiten t_r bzw. t_f sowie der Leerlaufverstärkungen V_0 und daraus die rechnerische Ermittlung der Bandbreitenverstärkungsprodukte B_0 unter Annahme der einfachsten Näherung, nämlich eines rein einpoligen Übertragungsverhaltens nach Kapitel 6.1.1, an drei Exemplaren des Prototypes KS1048 ausgeführt. Als Meßgeräte dienten hierbei ein 1GHz-Echtzeit-oszilloskop Tektronix 7104, ein Frequenzsynthesizer/Funktions-generator HP3325A und ein 1 GHz-Pulsgeneratorsystem HP8090. (Ein geeigneter Netzwerkanalysator zur Aufnahme des Bode-Diagrammes stand leider nicht zur Verfügung).

1. Exemplar: stat. $V_0 \approx 500 = 54 \text{ dB}$ bei 20 KHz
 3dB-Pkt. $V_g \approx 354 = 51 \text{ dB}$ bei $f_g = 2,8 \text{ MHz}$
 errechnetes $B_0 \approx 990 \text{ MHz}$ für $V_B = 0 \text{ dB}$



Q.

III, 2

山房

Debtors

Wapiti

74

2. Exemplar: stat. $V_0 \approx 400 = 52 \text{ dB}$ bei 20 KHz
 3dB-Pkt. $V_g \approx 280 = 49 \text{ dB}$ bei $f_g = 3 \text{ MHz}$
 errechnetes $B_0 \approx 840 \text{ MHz}$ für $V_B = 0 \text{ dB}$

3. Exemplar: stat. $V_0 \approx 310 = 50 \text{ dB}$ bei 20 KHz
 3dB-Pkt. $V_g \approx 220 = 47 \text{ dB}$ bei $f_g = 2,2 \text{ MHz}$
 errechnetes $B_0 \approx 480 \text{ MHz}$ für $V_B = 0 \text{ dB}$

Damit liegen die theoretisch errechneten Bandbreitenverstärkungsprodukte $B_0 = V_g \cdot f_g$ zwischen $400 \text{ MHz} < B_0 < 1 \text{ GHz}$.

Die Anstiegs- bzw. Abfallzeiten t_r bzw. t_f sowie das starke Überspringen werden anhand der Bilder A5-2, A5-3 und A5-4 aufgezeigt. Hierbei wurde ein Generator-Impuls mit Eigenanstiegs- und Abfallzeiten von ca. 400 ps bei einer Pulswiederholfrequenz $f_{\text{Rep}} = 5 \text{ MHz}$ benutzt. Aus weiteren Impulsmessungen wurde eine mittlere Signallaufzeit $\tau_L \approx 2,5 \text{ ns}$ durch die Verstärker errechnet.

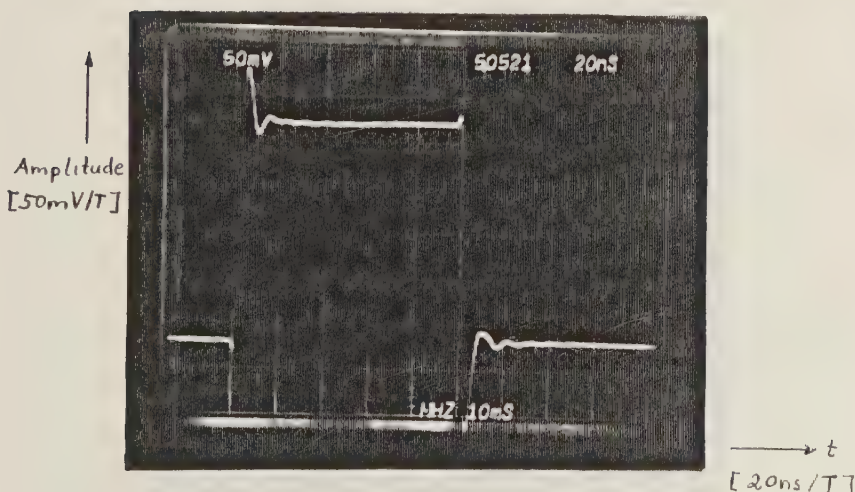


Bild A5-2 Ausgangsimpuls des KS1048 bei einer Pulsfolgefrequenz von 5 MHz , einem Spitzen-Spitzenwert von $0,5 V_{\text{ssp}}$ und einer Betriebsverstärkung von -1

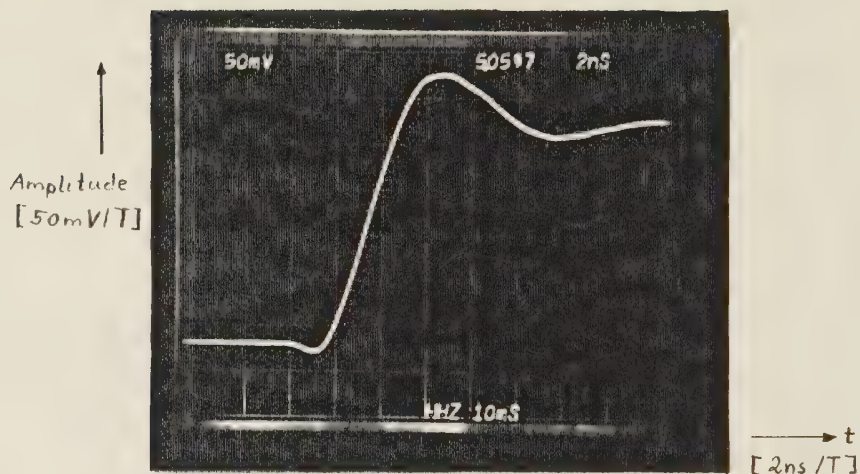


Bild A5-3 Anstiegsflanke des Ausgangsimpulses am KS1048 mit einer Anstiegszeit $t_r \approx 2,4 \text{ ns}$ zwischen 10 % und 90 % der Impulshöhe von ca. $0,5 V_{ssp}$ und einer Betriebsverstärkung von -1

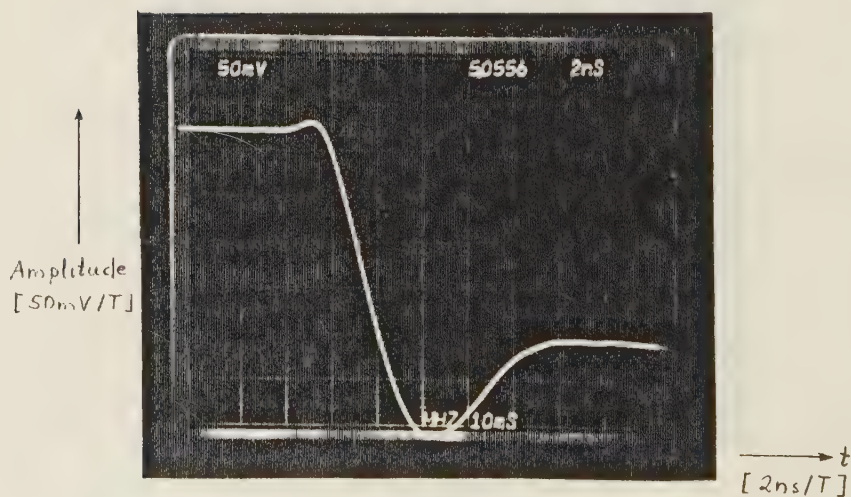


Bild A5-4 Abfallflanke des Ausgangsimpulses am KS1048 mit einer Abfallzeit $t_f \approx 2 \text{ ns}$ zwischen 10 % und 90 % der Impulshöhe von ca. $0,5 V_{ssp}$ und einer Betriebsverstärkung von -1

A6 Stromlaufpläne des hybriden Schottky-Dioden-Brücken-
wechselschalters KS1047 und des 100 MHz-Abtast-
haltekreises mit mitlaufender Brückenschaltspannung

In Bild A6-1 liegt der Stromlaufplan des hybriden Schaltkreises KS1047 vor. Die technologische Ausführung des KS1047, ähnlich dem Verstärker KS1048 in Präzisionsdickschichttechnik auf Keramiksubstrat der Größe $1/2" \times 1"$, bringt erhebliche Platzersparnisse beim Aufbau des 100 MHz-Abtasthaltekreises mit sich.

Mittels des Schaltkreises KS1047 wurde als Laborschaltung dann der 100 MHz-Abtasthaltekreis nach Bild A6-2 mit mitlaufender Brückenschaltspannung realisiert. Hierbei kommen zwei GaAs-FETs (HFET 1102) von HP zum Einsatz.

A7 Ermittlung der diskreten Wahrscheinlichkeits-
amplitudenverteilung $p_s(z)$ eines sinusförmigen Test-
signales zur Normierung der Häufigkeitsverteilungen
 $h_s^*(z)$ nach Gleichung (7-15)

Die Herleitung der diskreten Wahrscheinlichkeitsdichteverteilung $p_s(z)$ eines sinusförmigen Signals mit einer endlichen Zahl von Werten, erfolgt hier nicht nach Gl. (2-71) für die stetige Wahrscheinlichkeitsdichte, sondern anhand einer Betrachtung nach Bild A7-1.

Wegen der Periodizität der Sinusfunktion kann die Zahl p aller Datenstichproben $m(z)$ gleichverteilt auf die Dauer einer Sinusschwingung angenommen werden. Die Anzahl p_i der Stichproben, die dann auf ein bestimmtes Codewort z_k fallen, ist damit proportional der Phasenwinkeldifferenz $\Delta \varphi_i$ des Winkels φ_i an der Stelle z_k mit dem Nachbarwinkel φ_{i-1} .

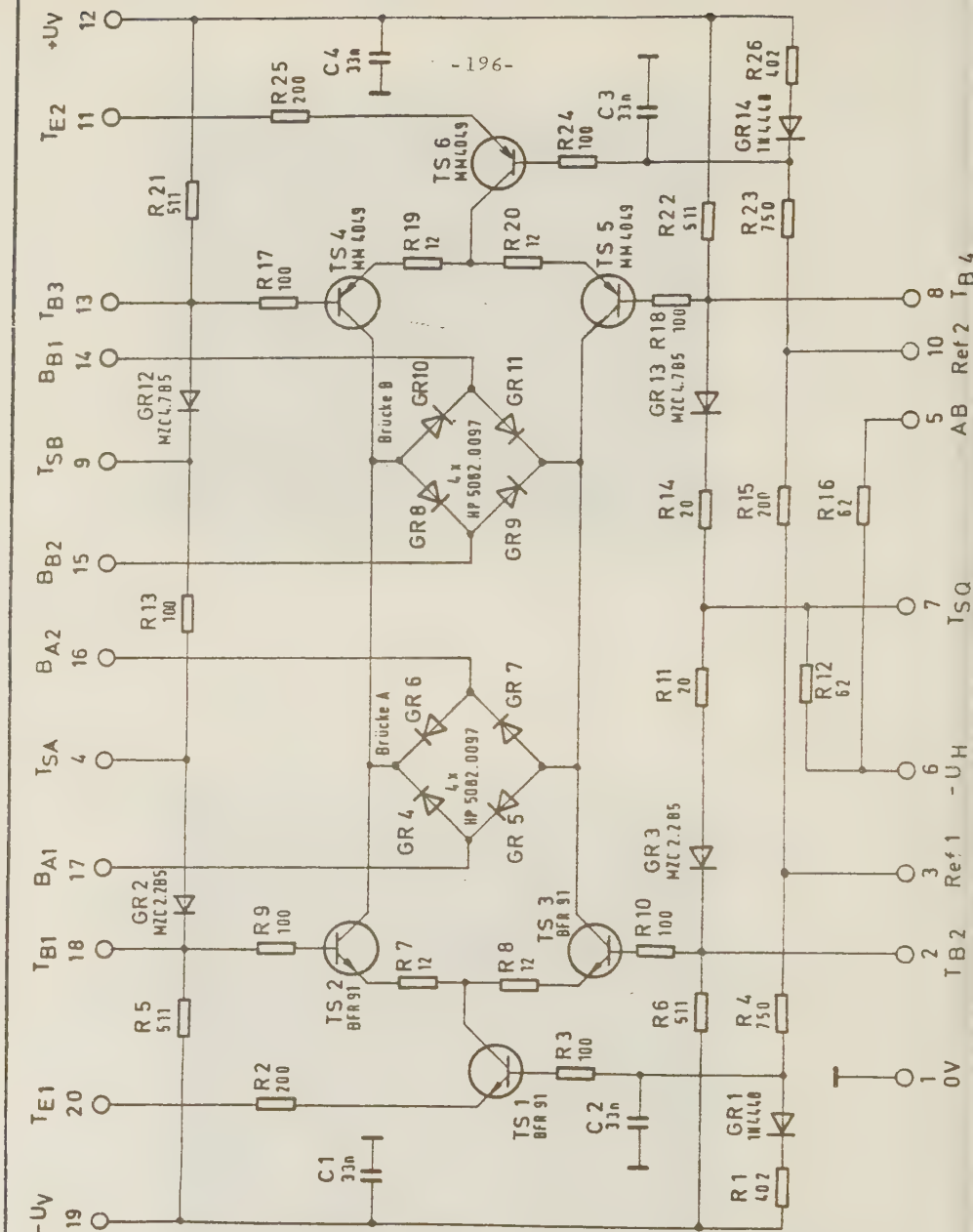


Bild A6-1		BO Bearb. 10.12. Gepr. Norm Datum Name		KS - Baustein KS 1047 (Wechselschalter)	
AEG-TELEFUNKEN Blatt 1		Ers. fur: Ers. durch:			
Tabelle Änderung Datum Name Ursprung: Zimmer				1 Bl.	

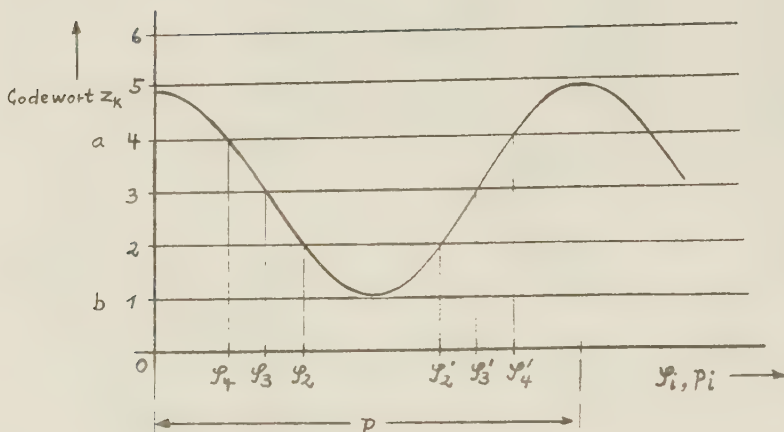


Bild A7-1 Skizze zur Herleitung der diskreten Wahrscheinlichkeitsverteilung $p_s(z)$

Unter Berücksichtigung der Tatsache, daß alle Winkeldifferenzen innerhalb des Intervalls p doppelt auftreten (y_i , y_i' für z_k), läßt sich der Sinusaussteuerung eine exakte Grundverteilung p_i des Codewortes z_k , nämlich

$$p_i = \frac{p}{\pi} (\varphi_i - \varphi_{i-1}), \quad (A7-1)$$

zuordnen. Der Winkel φ_i ergibt sich dabei als inverse trigonometrische Funktion zu

$$\varphi_i = \arccos(1 - q \cdot i) \quad \text{für } i = 1, 2, 3, \dots, (a-b), \quad (A7-2)$$

wobei a der Maximalwert und b der Minimalwert der A/D-umgesetzten Sinussignale (Scheitelwerte) darstellen.

Gl. (A7-2) in Gl. (A7-1) eingesetzt, ergibt die diskrete Amplitudendichteverteilung

$$p_s(k) = \frac{p}{\pi} \{ \arccos[1 - q \cdot k] - \arccos[1 - q \cdot (k-1)] \} \quad (A7-3)$$

der Sinusdaten z_k , wobei $k = 1, 2, 3, \dots, (a-b)$ gilt.

A8 Das BASIC-Auswerte- und Plotterprogramm "PLOSTA"
zur Datenstatistik nach Kapitel 7.2.1

Das BASIC-Programm "PLOSTA" (siehe A8-1) wurde für den Tischrechner "HP9835A" geschrieben und ermöglicht die vollständige Auswertung der stichprobenweise gesammelten Einzel- oder Doppelwortdaten unter Verwendung des Interfaces "STAI" sowie die vollständige Darstellung der Meßergebnisse aus den aufgenommenen Daten als Histogramme auf einem angeschlossenen Plotter. Das Datenstatistik-Programm besteht aus folgenden Unterpunkten:

1. Berechnung der differentiellen Linearität

In Abhängigkeit der Signalform (Rampe oder Sinus) und getrennt nach ansteigender oder fallender Flanke des Testsignales wird die differentielle Linearität $h(z)$, Gl. (7-13), berechnet.

2. Berechnung der integralen Linearität

Aus den im Rechner zwischengespeicherten Daten $h(z)$ der differentiellen Linearität erfolgt die Berechnung, Gl. (7-17), der integralen Linearität $\Delta g(z)$, ebenfalls getrennt nach Flankenart.

3. Berechnung des Schwankungsquadrates $\sigma^2(z)$ der Doppelworte (Codeworttauschen)

Anhand der gesammelten Rohdatenhäufigkeit $m(z)$ wird das Sigma-Quadrat, Gl. (7-20), für die Wortpaare A_i, B_i jeweils getrennt nach ansteigender und fallender Flanke gebildet und abgespeichert.

Das anschließende Plotterunterprogramm ermöglicht dann, die Ergebnisdaten mit Meßparametern im Dialog-Verkehr mit dem Rechner als Histogramme auf einem externen Plotter darzustellen.

```

10  REM 8BIT-AUSWERTE-UND PLOTTERPROGRAMM
20  REM FILENAME: "PLOSTA"
30  PRINTER IS 16
40  FIXED 0
50  DEG
60  OPTION BASE 1
70  SHORT A(9)
80  INTEGER B(3,256)
90  DIM S(2,256)
100  COM C0(5)16
110  INPUT "NAME DES DATENFILES ? ",C0(1)
120  DISP "DATEN-STATISTIK"
130  ASSIGN 01 TO C0(1)
140  READ 01;A(0),B(0),S(0),C0(0)
150  ASSIGN 01 TO 0
160  COM D0(0)16,Ar(0)(2)25
170  INTEGER E(2,120)
180  DIM M(6),N(6)
190  INPUT "PLOTTING ? (Y/N)",D0(1)
200  INPUT "ANSTIEGSFLANKE ? (Y/N)",D0(2)
210  INPUT "ABFALLFLANKE ? (Y/N)",D0(3)
220  INPUT "KEINE FLANKENZUORDNUNG ? (Y/N)",D0(4)
230  INPUT "SUMME BEIDER FLANKEN ? (Y/N)",D0(5)
240  INPUT "DIFF.-LINEARITXT ? (Y/N)",D0(6)
250  INPUT "INT.-LINEARITXT ? (Y/N)",D0(7)
260  INPUT "SIGMAQUADRAT ? (Y/N)",D0(8)
270  DISP "AMPLITUDEN-STATISTIK, PARAMETERBERECHNUNG"
280  L=0.1:1 ADU-Auflösung
290  K=L/2
300  FOR I=1 TO K
310  E(1,I)=B(1,I)+B(2,I)+B(3,I): Summe untere Hllfte
320  J=I+K
330  E(2,I)=B(1,J)+B(2,J)+B(3,J): Summe obere Hllfte
340  NEXT I
350  FOR I=1 TO K-1
360  M=MAX(E(1,I),E(1,I+1))
370  N(1)=MAX(M,N(1)): Maximum der unteren Bereichshllfte
380  G=MAX(E(2,I),E(2,I+1))
390  N(2)=MAX(G,N(2)): Maximum der oberen Bereichshllfte
400  NEXT I
410  FOR I=1 TO K
420  IF B(1)=E(1,I) THEN N(3)=I: Lage des unteren Maximums
430  IF M(2)=E(2,I) THEN N(2)=I: Lage des oberen Maximums
440  NEXT I
450  N(3)=(N(3)+K-1-M(1))/2: Amplitude
460  N(4)=(N(2)+N(1)-1-K)/E1 Offset
470  N(3)=N(4)+0
480  FOR I=1 TO L
490  N(3)=B(1,I)+N(3)
500  N(4)=B(2,I)+N(4)
510  NEXT I
520  N(3)=N(3)/(A(7)-A(6)): Mittelwert des Signaquadrates, Anstiegsflanke
530  N(4)=N(4)/(A(7)-A(6)): Mittelwert des Signaquadrates, Abfallflanke
540  N=N(3)-N(4)=C=0
550  FOR I=1 TO L-1
560  M=MAX(B(1,I),B(1,I+1))
570  N(5)=MAX(M,N(5)): Maximum des Signaquadrates, Anstiegsflanke
580  G=MAX(B(2,I),B(2,I+1))
590  N(6)=MAX(G,N(6)): Maximum des Signaquadrates, Abfallflanke
600  NEXT I
610  FOR I=1 TO L
620  IF M(5)=B(1,I) THEN N(5)=I: Lage des Maximums, Anstiegsflanke
630  IF N(6)=B(2,I) THEN N(6)=I: Lage des Maximums, Abfallflanke
640  NEXT I
650  PRINT RPT0(" ",320)
660  IF D0(8)="N" THEN L1
670  PRINT "SIGMAQUADRAT"
680  PRINT " ", " "
690  Ar(0)(1)="SIGMAQUADRAT:"
700  GOSUB P1001
710  IF D0(2)="N" THEN L2
720  PRINT "ANSTIEGSFLANKE"
730  PRINT " ", " "
740  Ar(0)(2)="ANSTIEGSFLANKE"
750  FIXED 2
760  PRINT "MITTELWERT M(3)=",M(3)
770  PRINT "MAXIMUM M(5)=",M(5),"BEI",N(5)
780  PRINT " ", " "
790  FIXED 0

```

```

740 PRINT "MITTELWERT M(3)=";M(3)
770 PRINT "MAXIMUM M(5)=";M(5); "BEI";M(5)
780 PRINT " " " " " "
790 FIXED 0
800 A(9)=A(8)
810 GOSUB Print
820 GOTO End
830 L2: IF D0(3)="N" THEN L3
840 PRINT "ABFALLFLANKE"
850 PRINT " " " " " "
860 A+0(2)=" ABFALLFLANKE"
890 FIXED 2
900 PRINT "MITTELWERT M(4)=";M(4)
970 PRINT "MAXIMUM M(6)=";M(6); "BEI";M(6)
980 PRINT " " " " " "
910 FIXED 0
920 FOR I=1 TO L
930 S(1,I)=S(2,I)
940 NEXT I
950 M(3)=M(4)
960 M(5)=M(6)
970 N(5)=M(6)
980 GOSUB Print
990 GOTO End
1000 L3:PRINT "SUMME BEIDER FLANKEN"
1010 PRINT " " " " " "
1020 A+0(2)=" SUMME BEIDER FLANKEN"
1030 FIXED 2
1040 M(3)=(M(3)+M(4))/2
1050 FOR I=1 TO L
1060 S(1,I)=.5*(S(1,I)+S(2,I))
1070 NEXT I
1080 O=M(5)=M(5)=0
1090 FOR I=2 TO L-2
1100 O=MAX(S(1,I),S(1,I+1))
1110 M(5)=MAX(O,M(5))
1120 NEXT I
1130 FOR I=1 TO L
1140 IF M(5)=S(1,I) THEN M(5)=I.
1150 NEXT I
1160 PRINT "MITTELWERT M(3)=";M(3)
1170 PRINT "MAXIMUM M(5)=";M(5); "BEI";M(5)
1180 PRINT " " " " " "
1190 FIXED 0
1200 A(9)=A(8)+A(9)
1210 GOSUB Print
1220 End:IF D0(1)="N" THEN 1290
1230 DISP " PLOTTER EIN ? (CONT-/STOP)-"
1240 PAUSE
1250 FOR I=1 TO L
1260 S(1,I)=S(1,I)+200
1270 NEXT I
1280 GOSUB Plot
1290 STOP
1300 L1: IF D0(2)="N" THEN L4
1310 GOSUB Ptext
1320 PRINT " " " " " "
1330 PRINT "ANSTIEGSFLANKE"
1340 PRINT " " " " " "
1350 A+0(2)=" ANSTIEGSFLANKE"
1360 U=0
1370 FOR I=1 TO L
1380 S(1,I)=S(1,I)+S(2,I)
1390 U=S(1,I)+U
1400 NEXT I
1410 PRINT "FLANKEN-PROBENI";U
1420 PRINT " " " " " "
1430 A(9)=U
1440 IF C0(2)="S" THEN GOSUB Norm
1450 IF C0(2)="R" THEN GOSUB Lin
1460 IF D0(6)="Y" THEN GOSUB Disp
1470 IF D0(7)="Y" THEN GOSUB Int
1480 GOTO Stop
1490 L4: IF D0(3)="N" THEN L5
1500 GOSUB Ptext
1510 PRINT " " " " " "
1520 PRINT "ABFALLFLANKE"
1530 PRINT " " " " " "
1540 A+0(2)=" ABFALLFLANKE"
1550 U=0
1560 FOR I=1 TO L
1570 S(1,I)=S(3,I)+S(2,I)
1580 U=S(1,I)+U
1590 NEXT I
1600 PRINT "FLANKEN-PROBENI";U
1610 PRINT " " " " " "
1620 A(9)=U
1630 IF C0(2)="S" THEN GOSUB Norm
1640 IF C0(2)="R" THEN GOSUB Lin
1650 IF D0(6)="Y" THEN GOSUB Disp

```

```

1600 PRINT "FLANKEN-PROBEN:",U
1610 PRINT " ", " "
1620 A(9)=U
1630 IF C0(2)="S" THEN GOSUB Norm
1640 IF C0(2)="R" THEN GOSUB Lin
1650 IF D0(6)="Y" THEN GOSUB Diff
1660 IF D0(7)="Y" THEN GOSUB Int
1670 GOTO Stp
1680 L0:IF D0(4)="M" THEN L0
1690 GOSUB Ptext
1700 PRINT " ", " "
1710 PRINT "KEINE FLANKENZUORDNUNG"
1720 PRINT " ", " "
1730 A(9)(2)=" KEINE FLANKENZUORDNUNG"
1740 U=1
1750 FOR I=1 TO L
1760 S(1,I)=B(2,I)
1770 U=S(1,I)+U
1780 NEXT I
1790 PRINT "PROBEN: ",U
1800 PRINT " ", " "
1810 A(9)=U
1820 IF C0(2)="S" THEN GOSUB Norm
1830 IF C0(2)="R" THEN GOSUB Lin
1840 IF D0(6)="Y" THEN GOSUB Diff
1850 IF D0(7)="Y" THEN GOSUB Int
1860 GOTO Stp
1870 L0:GOSUB Ptext
1880 PRINT " ", " "
1890 PRINT "SUMME"
1900 PRINT " ", " "
1910 A(9)(2)=" SUMME"
1920 FOR I=1 TO L
1930 S(1,I)=B(1,I)+B(2,I)+B(3,I)
1940 NEXT I
1950 U=A(4)/2
1960 PRINT "GESAMTPROBEN: ",U
1970 PRINT " ", " "
1980 A(9)=U
1990 IF C0(2)="S" THEN GOSUB Norm
2000 IF C0(2)="R" THEN GOSUB Lin
2010 IF D0(6)="Y" THEN GOSUB Diff
2020 IF D0(7)="Y" THEN GOSUB Int
2030 Stp:IF D0(1)="N" THEN 2070
2040 DISP "PLOTTER EIN ? (CONT'/STOP.)"
2050 PAUSE
2060 GOSUB Plot
2070 STOP
2080 Ptext:PRINT "DATENFILE:",C0(1)
2090 PRINT "RAMPE ODER SINUS:",C0(2)
2100 PRINT "LESWERT-ANZEIGE:",C0(3)
2110 PRINT "MIT PSEUDO-RANDOM:",C0(4)
2120 PRINT "MIT SIGMAQUADRAT:",C0(5)
2130 PRINT " ", " "
2140 PRINT "ABU-AUFLZUG IN BIT: ",A(1)
2150 PRINT "ABTASTFREQUENZ IN KHZ: ",A(2)
2160 PRINT "SIGNALLFREQUENZ IN KHZ: ",A(3)
2170 PRINT "PROBENGESAMTZAHL: ",A(4)
2180 PRINT "AMPLITUDE IN LSB-SCHRITTEN: ",M(3)
2190 PRINT "OFFSET IN LSB-SCHRITTEN: ",M(4)
2200 PRINT "SIGMAQUADRAT-AUSSTEUERUNG IN X: ",A(5)
2210 PRINT "ANZAHL DER SIGMAQUADRATE, ANSTIEGSFLANKE: ",A(6)
2220 PRINT "ANZAHL DER SIGMAQUADRATE, ABFALLFLANKE: ",A(9)
2230 PRINT " ", " "
2240 RETURN
2250 Print:FIXED 4
2260 INPUT "SCALIERUNG W=?",W
2270 PRINT "SCALIERUNG W=",W
2280 PRINT " ", " "
2290 DISP "SCALIERUNG:",W
2300 FIXED 0
2310 PRINT RPT0(" ",160)
2320 PRINT RPT0("-",80)
2330 PRINT RPT0(" ",160)
2340 FOR Z=1 TO L
2350 PRINT Z;
2360 PRINT TAB(7);
2370 PRINT RPT0(CHR0(127),S(1,Z)+W)
2380 NEXT Z
2390 RETURN
2400 Norm:Q=1/M(3)
2410 FOR I=1 TO L
2420 S(2,I)=P-R=0
2430 NEXT I
2440 FOR I=1 TO 2*M(3)
2450 P=ACB(1-Q*I)
2460 S(2,I)=(P-R)=(U/100)
2470 R=P
2480 NEXT I
2490 FOR I=1 TO 2*M(3)
2500 S(1,I+M(1)-1)=B(1,I+M(1)-1)/B(2,I)+100

```

```

2400 NEXT I
2490 FOR I=1 TO 2*M(3)
2500 S(1,I+M(1)-1)=S(1,I+M(1)-1)/S(2,I)*100
2510 NEXT I
2520 FOR I=1 TO M(1)+2
2530 S(1,I)=0
2540 NEXT I
2550 FOR I=M(2)-2 TO L
2560 S(1,I)=0
2570 NEXT I
2580 GOSUB Max
2590 RETURN
2600 Lin: 0=0
2610 FOR J=3 TO L-2
2620 0=S(1,I)+01 Probenzahl im Intervall
2630 NEXT I
2640 0=0/(L-4): Mittelwert
2650 FOR I=3 TO L-2
2660 S(1,I)=S(1,I)/Beta
2670 NEXT I
2680 FOR I=1 TO 3
2690 S(1,I)=S(1,L+1-I)=0
2700 NEXT I
2710 GOSUB Max
2720 RETURN
2730 Ass:M(6)=M(6)=U=0
2740 FOR I=1 TO L-1
2750 V=MAX(S(1,I),S(1,I+1))
2760 M(6)=MAX(U,M(6)): Maximum
2770 NEXT I
2780 FOR I=1 TO L
2790 IF M(6)=S(1,I) THEN M(6)=I
2800 NEXT I
2810 RETURN
2820 Min:M(5)=M(5)=U=0
2830 FOR I=1 TO L-1
2840 V=MIN(S(1,I),S(1,I+1))
2850 M(5)=MIN(U,M(5)): Minimum
2860 NEXT I
2870 FOR I=1 TO L
2880 IF M(5)=S(1,I) THEN M(5)=I
2890 NEXT I
2900 RETURN
2910 DIFF:PRINT "DIFFERENTIELLE LINEARITXT"
2920 A=F(1)="DIFF.-LINEARITAET:"
2930 PRINT " ", " ", " "
2940 PRINT "MAXIMUM:", M(6), "BEI", M(6)
2950 PRINT " ", " ", " "
2960 M(3)=M(6)
2970 M(5)=M(6)
2980 GOSUB Print
2990 RETURN
3000 INT:PRINT "INTEGRALE LINEARITXT"
3010 A=F(1)="INT.-LINEARITAET:"
3020 PRINT " ", " ", " "
3030 J=1
3040 IF S(1,J)=0 THEN 3060
3050 GOTO 3080
3060 J=J+1
3070 GOTO 3040
3080 S(2,1)=J
3090 J=1
3100 IF S(1,L+1-J)=0 THEN 3120
3110 GOTO 3140
3120 J=J+1
3130 GOTO 3100
3140 S(2,2)=L+1-J
3150 S(2,3)=S(2,4)=0
3160 FOR I=0(2,1) TO S(2,2)
3170 S(2,3)=S(1,I)+S(2,3)
3180 NEXT I
3190 S(2,3)=S(2,3)/(S(2,2)+S(2,1))
3200 FOR I=0(2,1) TO S(2,2)
3210 S(1,I)=S(1,I)+S(1,I+1)-S(2,3)
3220 NEXT I
3230 GOSUB Max
3240 GOSUB Min
3250 PRINT "MAXIMUM:", M(6), "BEI", M(6)
3260 PRINT "MINIMUM:", M(5), "BEI", M(5)
3270 PRINT "DYNAMIK:", M(6)-M(5)
3280 FIXED 4
3290 PRINT "SCALIERUNGS-VORSCHLAG:", 50/(M(6)-M(5))
3300 FIXED 0

```

```

3270 PRINT "DYNAMIKI",M(6)-M(5)
3280 FIXED 4
3290 PRINT "SCALIERUNGS-VORSCHLAG:",50/(M(6)-M(5))
3300 FIXED 0
3310 PRINT " ", " "
3320 INPUT "OFFSET 0=";O
3330 PRINT "OFFSET 0=";O
3340 DISP "OFFSET 0=";O
3350 FOR I=1 TO L
3360 S(I,I)=O(I,I)+O
3370 NEXT I
3380 M(5)=M(6)
3390 N(5)=M(6)
3400 GOSUB Print
3410 RETURN
3420 Plot: INPUT "Ymax = ";Y
3430 PLOTTER IS 7,1,"9872A"
3440 LIMIT 0,287,0,200 I DIN A4 GROSSE
3450 LOCATE 10,133.5,20,00 I ORIGINALLOCATION 0,143,5,0,100 IN GDS
3460 SCALE 0,L,0,Y
3470 FIXED 0
3480 PEN 1
3490 AXES 0,25,0,0,0,4,2
3500 CSIZE 2
3510 LDIR -90
3520 LORG 2
3530 FOR I=0 TO L STEP 32
3540 MOVE I,0
3550 LABEL USING "XDDDDX";I
3560 NEXT I
3570 LDIR 0
3580 LORG 0
3590 FOR J=0 TO Y STEP 100
3600 MOVE 0,J
3610 LABEL USING "XDDDDX,X,X";J,"X"
3620 NEXT J
3630 PEN 2
3640 FOR I=1 TO L
3650 PLOT I,S(I,I),1
3660 Z=I+1
3670 PLOT Z,S(I,I),1
3680 NEXT I
3690 PEN 4
3700 CSIZE 3
3710 LORG 4
3720 MOVE L/2,Y+.15*Y
3730 LABEL Arit(1);Arit(2)
3740 CSIZE 2
3750 LORG 1
3760 MOVE 0,-.15*Y
3770 LABEL "DATENFILE: ";C0(1);" "; "SIGNALART: ";C0(2);" ";
3780 LABEL "PROBENZAHL: ";A(9)
3790 LABEL "ABTASTFREQUENZ IN KHZ: ";A(2);" "; "SIGNALFREQUENZ IN KHZ: ";A(3)
3800 LABEL "AMPLITUDE IN LSB: ";N(3);" "; "OFFSET: ";N(4)
3810 FIXED 2
3820 LABEL "MAXIMUM: ";N(5);" BEI ";N(6);" "; "SIGMA-2-MITTEL: ";N(3)
3830 PEN 0
3840 END

```

A9 Das BASIC-Auswerteprogramm "TAPADU" zur Varianz-
berechnung des Apertur-Jitters nach Kapitel 7.2.2

Das Programm "TAPADU" (siehe A9-1) ermöglicht im Dialog-Verkehr nach dem beschriebenen Meßverfahren nach Kapitel 7.1.3 mit dem Rechner "HP9835A" verschiedene Varianzberechnungen zur Bestimmung des Apertur-Jitters. Hierbei werden aus drei unterschiedlichen Meßeinstellungen von Abtasttaktverzögerungen τ die Standardabweichung σ_τ nach Gl. (7-25) und (7-26) des Amplitudenfehlers Δz_{ap} sowie der effektive Apertur-Jitter t_{ap} nach Gl. (2-27) berechnet. Die einzelnen Zwischenwerte und das Ergebnis werden auf dem Datenschirm des Rechners angezeigt.

```

10 REM 6BIT-ADU: OBERTUR-JITTER-ERMITTLUNG MIT STAI2
20 REM FILENAME: "TAPADU"
30 FIXED 0
40 PRINTER IS 16
50 DEG
60 OPTION BASE 1
70 SHORT A(5)
80 INTEGER B(3,64)
90 DIM M(4),S(4),T(5)
100 I B(1): Haeftigkeit fuer T1
110 I B(2): Haeftigkeit fuer T2
120 I B(3): Haeftigkeit fuer T3
130 COM C(5){6}
140 INPUT "NAME DES DATENFILES?",L$(1)
150 INPUT "AUFNAHME ODER NUR PLOTTING ? (Y/N)".C$(3)
160 IF C$(3)="N" THEN Det
170 INPUT "AUFLZSUNG DES ADUS A(1)=? IN BIT",A(1)
180 INPUT "ABTASTFREQUENZ A(2)=? IN KHZ",A(2)
190 INPUT "SIGNalfREQUENZ A(3)=? IN KHZ",M(3)
200 INPUT "PROBENZAHl A(4)=?",A(4)
210 INPUT "TAKTVERZOEGERUNG T1=? IN NS",T(1)
220 M=1
230 D=E=0
240 GOSUB Som
250 INPUT "TAKTVERZOEGERUNG T2=? IN NS",T(2)
260 M=2
270 D=E=0
280 GOSUB Som
290 INPUT "TAKTVERZOEGERUNG T3=? IN NS",T(3)
300 M=3
310 D=E=0
320 GOSUB Som
330 GOTO Berech
340 Som: INPUT "MIT LESEWERT-ANZEIGE? (Y/N)",C$(2)
350 PRINT "DATEN VOM STA-II-INTERFACE"
360 PRINT RPT$( " ",320)
370 FOR I=1 TO 2*A(1)
380 B(N,I)=0
390 NEXT I
400 P=READBIN(S)
410 IF P=-1 THEN 400
420 Q=32768+P-63
430 FOR L=1 TO A(4)
440 P=READBIN(S)
450 IF P<0 THEN 470
460 IF P=-1 THEN 470
470 P=P-63
480 GOTO 500
490 P=32768+P-63
500 B(N,P)=B(N,P)+1
510 D=P+D
520 M(N)=D/L
530 E=(P-M(N))^2+E
540 IF L=1 THEN S(0)
550 S(N)=SQRT(E/L)
560 IF L$(2)="N" THEN 500
570 PRINT "  ",P;" ";M(N); "S=";S(N)*1000;
580 DISP "PROBEN=",L
590 NEXT L
600 FOR I=1 TO 3
610 GEEI'
620 WAIT 500
630 NEXT I
640 RETURN
650 Berech: F1=ABS(T(1)-T(2))
660 F2=ABS(T(1)-T(3))
670 F3=ABS(T(2)-T(3))
680 T(4)=MAX(F1,F2,F3)
690 IF T(4)=F1 THEN Mark1
700 IF T(4)=F2 THEN Mark2
710 IF T(4)=F3 THEN Mark3
720 Mark1: M=1
730 K=2
740 GOTO 800
750 Mark2: M=1
760 K=3
770 GOTO 800
780 Mark3: M=2
790 K=3

```

```

780 MARK3: N=2
790 K=3
800 M(4)=ABS(M(N)-M(K))
810 S(4)=(S(1)+S(2)+S(3))/3
820 T(5)=G(4)+1(4)/M(4)=1000
830 FIXED 3
840 PRINT "APERTUR-JITTER      : ";T(5);" ps"
850 PRINT "SIGNALHUB           : ";M(4);" LSB"
860 PRINT "STANDARDABWEICHUNG   : ";S(4);" LSB"
870 PRINT "VERZOEGERUNGSDIFFERENZ : ";T(4);" ns"
880 DISP "DATEN IN KASSETTE ? (CONT//STOP)"
890 PAUSE
900 ASSIGN #1 TO C(1)
910 PRINT #1;A(=),B(=),M(=),S(=),T(=),C(=)
920 ASSIGN #1 TO *
930 DISP "DATEN IM DATENFILE(=,C(1));" PLOTTING ? (CONT//STOP)"
940 PAUSE
950 PLOT 1 DIM G(4),H(4)
960 FOR I=1 TO 2*A(1)-1
970 R1=MAX(B(1,I),B(1,I+1))
980 G(1)=MAX(R1,G(1))! Maximum des 01-Feldes
990 R2=MAX(B(2,I),B(2,I+1))
1000 G(2)=MAX(R2,G(2))! Maximum des 02-Feldes
1010 R3=MAX(B(3,I),B(3,I+1))
1020 G(3)=MAX(R3,G(3))! Maximum des 03-Feldes
1030 IF G(1)=B(1,I) THEN H(1)=I! Lage von Maximum 1
1040 IF G(2)=B(2,I) THEN H(2)=I! Lage von Maximum 2
1050 IF G(3)=B(3,I) THEN H(3)=I! Lage von Maximum 3
1060 NEXT I
1070 G(4)=MAX(G(1),G(2),G(3))!Hauptmaximum
1080 FOR I=1 TO 3
1090 IF G(4)=G(I) THEN 1110! Lage von Hauptmaximum
1100 GOTO 1120
1110 H(4)=M(I)
1120 NEXT I
1130 PRINT "HAUPTMAXIMUM = ";G(4);" BEI";H(4)
1140 INPUT "Ymax = ?",Y
1150 X=2*A(1)
1160 PLOTTER IS 7,1,"9872A"
1170 LIMIT 0,207,0,200! DIM A4 GROESSE
1180 LOCATE 10,133.5,20,80! Originallocation 0,143.5,0,160
1190 SCALE 0,X,0,Y
1200 FIXED 0
1210 PEN 1
1220 AXES 4,250,0,0,4,4
1230 CSIZE 2
1240 LDIR -90
1250 LOG 2
1260 FOR I=0 TO X STEP 0
1270 MOVE I,0
1280 LABEL USING "XDDXX";I
1290 NEXT I
1300 LDIR 0
1310 LOG 0
1320 FOR J=0 TO Y STEP 500
1330 MOVE 0,J
1340 LABEL USING "XDDDDX";J
1350 NEXT J
1360 PEN 2
1370 FOR I=1 TO X
1380 PLOT I,B(1,I),1
1390 Z=I+1
1400 PLOT Z,B(1,I),1
1410 NEXT I
1420 PEN 3
1430 FOR I=1 TO X
1440 PLOT I,B(2,I),1
1450 Z=I+1
1460 PLOT Z,B(2,I),1
1470 NEXT I
1480 PEN 4
1490 FOR I=1 TO X
1500 PLOT I,B(3,I),1
1510 Z=I+1
1520 PLOT Z,B(3,I),1
1530 NEXT I
1540 PEN 1
1550 CSIZE 3
1560 LOG 4
1570 MOVE X/2,Y+.15*Y
1580 LABEL "HAUEFIGKEITEN DER APERTURJITTER-MESSUNG"
1590 CSIZE 2
1600 MOVE X/2,Y+.06*Y
1610 LABEL "TELEFUNKEN-6BIT-ADU: AD6"
1620 LOG 1
1630 MOVE 0,-.15*Y
1640 LABEL "DATEI: ";C(1);"          "; "PROBENZAHLE: ";A(4)
1650 LABEL "ADIASTFREQUENZ IN KHZ: ";A(2);"          "; "SIGNALLFREQUENZ IN KHZ: ";A(3)

```

```

1688 MOVE X/2,Y+.86*Y
1618 LABEL "TELEFUNKEN-6BIT-ADU: AD6"
1628 LONG 1
1638 MOVE 0,-.15*Y
1648 LABEL "DATENFILE: ";C(1);" " "PROBENZAHLE: ";A(4)
1658 LABEL "ABTASTFREQUENZ in KHz: ";A(2);" " "SIGNALFREQUENZ in KHz: ";A(3)
)
1668 FIXED 3
1678 LABEL "APERATUR-JITTER in ps: ";T(5);" " "STANDARDABWEICHUNG in LSD: ";S
(4)
1688 LABEL "SIGNALMUEB in LSD: ";M(4);" " "VERZOEGERUNGSDIFFERENZ in ns:
";T(4)
1698 PEM 0
1708 STOP
1718 Met: ASSIGN 01 TO C*(1)
1728 DISP "APERATUR-JITTER"
1738 READ 01;A(*),B(*),M(*),S(*),T(*),C*(1)
1748 ASSIGN 01 TO *
1758 GOTO Plot
1768 END

```

A10 Das BASIC-Programm "FFTN" zur Berechnung der Klirr-Rausch-Leistungsdichtespektren mittels eines 2^N -Punkte-Schnelle-Fouriertransformation nach Kapitel 7.1

Mit dem Programm "FFTN" (siehe A10-1) werden im Dialog-Verkehr 2k Daten von 16 bit Worten, die aus einer Folge von 2048 zusammenhängenden Abtastwerten z_k gebildet werden, vom Meßobjekt ADU über das Interface "SIF" oder einen geeigneten Logikanalysator dem Tischrechner "HP9826" zugeführt. Eine 2^N -Punkte-FFT ($N_{\max} = 11$, maximale Punktzahl 2048) auf diese Datenblöcke angewandt, liefert dann als Betragsspektren, ebenfalls in Form von Histogrammen, die Klirr-Rausch-Leistungsdichtespektren des Meßobjektes. Die Darstellung erfolgt hierbei auf dem graphischen Datensichtschirm des Rechners.

```

20 |
30 |           F F T N
40 |   Schnelle Fouriertransformation fuer Sig-
50 |   nale aus 2^N , max. 2048 Punkte
60 |
70 |
80 | OPTION BASE 1
90 | INTEGER Feld(2048)
100 | DIM Feld1(2048)
110 | DIM X(2048),Y(2048),M(13)
120 | INPUT "Ber-PUTENZ der FFT=?",N
130 | INPUT "Welches Datenfeld soll transformiert werden ?",F#
140 | INPUT "Abtast-Faktor Fab=?",Fab
150 | ASSIGN @A1 TO F#
160 | ENTER @A1;Feld(*)
170 | Feld(2048)=Feld(2048-Fab)
180 | K=2^N
190 |
200 |   Fensterung des diskreten Signals
210 |
220 | INPUT "Fenster: RECHTECK,COS,HARRIS ?",F#
230 | C1=2*PI/(K-1)
240 | IF F#="COS" THEN 310
250 | IF F#="HARRIS" THEN 360
260 | FOR I=1 TO K
270 |   X(I)=Feld(I)
280 |   Y(I)=0
290 | NEXT I
300 | GOTO 400
310 | FOR I=1 TO K
320 |   X(I)=Feld(I)*(1.0-COS(C1*I))=.5
330 |   Y(I)=0
340 | NEXT I
350 | GOTO 400
360 | FOR I=1 TO K
370 |   X(I)=Feld(I)*(.35875-.48829*COS(C1*I)+.14128*COS(C1*2*I)-.01168*COS(C1*3*I))
380 |   Y(I)=0
390 | NEXT I
400 | P=2*PI
410 | M(N)=1
420 | FOR I=2 TO N
430 |   M(N-I+1)=M(N-I+2)*2
440 | NEXT I
450 | FOR I=1 TO N
460 |   I1=0
470 |   M0=M(I)
480 |   FOR I2=1 TO M(N-I0+1)
490 |     F1=I1
500 |     F2=2*M(1)
510 |     F3=P*M1/F2
520 |     F4=COS(F3)
530 |     F5=SIN(F3)
540 |     I3=2*M0*(I2-1)
550 |     FOR I=1 TO M0
560 |       I4=I3+I
570 |       I5=I4+M0
580 |       F3=X(I5)*F4-Y(I5)*F5
590 |       F1=Y(I5)*F4+X(I5)*F5
600 |       X(I5)=X(I4)-F3
610 |       Y(I5)=Y(I4)-F1
620 |       X(I4)=X(I4)+F3
630 |       Y(I4)=Y(I4)+F1
640 |     NEXT I
650 |     FOR I=2 TO M
660 |       I5=I
670 |       IF I1*(M(I)) THEN 700
680 |       I1=I1-M(I)
690 |     NEXT I
700 |     I1=I1+M(I5)
710 |     NEXT I2
720 |     NEXT I0
730 |     I1=0
740 |     FOR I4=1 TO 2*M(1)
750 |       IF I1(I4) THEN 820
760 |       F3=X(I4)
770 |       F1=Y(I4)
780 |       X(I4)=X(I1+1)
790 |       Y(I4)=Y(I1+1)

```

```

770 F1=Y(I4)
780 X(I4)=X(I1+1)
790 Y(I4)=Y(I1+1)
800 X(I1+1)=F3
810 Y(I1+1)=F1
820 FOR I=1 TO N
830 I5=1
840 IF I1<M(I) THEN 870
850 I1=I1-M(I)
860 NEXT I
870 I1=I1+M(I5)
880 NEXT I4
890 FOR I=1 TO 2*M(1)
900 X(I)=X(I)/F2
910 Y(I)=Y(I)/F2
920 NEXT I
930 FOR I=1 TO K
940 Feld1(I)=SQW(X(I)^2+Y(I)^2)
950 NEXT I
960 BEEP
970 PAUSE
980 GOTO Zeich
990 Zeich: INPUT "Welcher Bereich soll dargestellt werden ?",Sh1,Sh2
1000 ALPHA OFF
1010 GINIT
1020 GRAPHICS ON
1030 WINDOW -1/12*(Sh2-Sh1)+Sh1,Sh2+1/24*(Sh2-Sh1),-150,10
1040 AXES 1/16*(Sh2-Sh1),20,Sh1,-120,4,1,3
1050 CSIZE 4,.5
1060 FOR I=-140 TO 0 STEP 20
1070 MOVE Sh1,I
1080 LORG 0
1090 LABEL I
1100 MOVE Sh1,I
1110 NEXT I
1120 LORG 6
1130 CSIZE 4,.5
1140 FOR I=Sh1+1 TO Sh2+1 STEP K/8*(Sh2-Sh1)/K
1150 MOVE I,-120
1160 LABEL I-1
1170 NEXT I
1180 FOR Z=Sh1+1 TO Sh2+1
1190 MOVE Z,-120
1200 ON ERROR GOTO 1230
1210 DRAW Z,20*LG7(Feld1(Z)/16384)
1220 ON ERROR GOTO 1230
1230 NEXT Z
1240 GOTO Zeich
1250 END

```



Die vorliegende Arbeit entstand im Interesse des Fachgebietes Grundlagenentwicklung der Firma AEG - Telefunken Ulm, während meiner Tätigkeit bei dieser Firma im Rahmen des Forschungsvorhabens "Digitaler Empfänger". Das Projekt "Digitaler Empfänger", das vormals im Fachgebiet Grundlagenentwicklung bearbeitet wurde, wird durch das BMFT gefördert.

An dieser Stelle danke ich besonders Herrn Prof. Dr. Dr. B.G. Bosch sowie Herrn Prof. Dr. J.W. Klein von der Ruhr-Universität Bochum für die wertvollen Anregungen und Unterstützung sowie für die Durchsicht des Manuskriptes. Ebenfalls gilt mein Dank Herrn Dr. Schaller, der mir bei AEG - Telefunken die Durchführung dieser Arbeit ermöglichte und mich durch viele technische und wissenschaftliche Hinweise unterstützte.



Lebenslauf

- 30.07.1942 Geburt in Frankfurt/Main als Sohn des Kaufmanns Wilhelm Zimmer und seiner Ehefrau Ria Zimmer
- 1949 - 1951 Besuch der Volksschule in Neu - Isenburg bei Frankfurt/Main
- 1951 Wohnortswechsel von Neu - Isenburg nach Sibichhausen bei Berg am Starnberger See (Oberbayern)
- 1951 - 1953 Besuch der Volksschule in Aufkirchen am Starnberger See
- 1953 - 1962 Besuch des Gymnasiums in Starnberg (Obbay.)
- 1962 Reifeprüfung
- 1962 - 1964 Ableistung des Grundwehrdienstes bei der Bundeswehr (Funker)
- 1964 - 1969 Studium der Elektrotechnik, Fachrichtung Nachrichtentechnik, an der Technischen Hochschule München
- 1969 Diplom-Hauptprüfung und Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik bei Herrn Prof. Meinke
- 1969 - 1976 Entwicklungsingenieur bei der Firma AEG - Telefunken Ulm
- Geschäftsbereich: Hochfrequenz - Anlagen - Technik
- Arbeitsgebiet : Radartechnik, Signalverarbeitung von Radar - Videos
- seit 1976 Ebenfalls Entwicklungsingenieur bei AEG - Telefunken Ulm
- Geschäftsbereich: Hochfrequenz - Anlagen - Technik



Arbeitsgebiet : Grundlagenentwicklung, analoge
und digitale Signalverarbeitung
von Breitband-Signalen,
Entwicklung von schnellen A/D
Umsetzern für diese Breitband-
Signale, Einführung von digi-
talen Verfahren bei Hochfre-
quenzempfängern (Kurzwellen)

Seit 1969 bin ich in Ulm/Donau verheiratet und habe zwei
Kinder im Alter von 9 und 13 Jahren.

Ulm, 02.02.1984

Manfred Zimmer

1. The first part of the report
describes the general situation
of the country and the
state of the economy.
It also mentions the
main problems of the
country and the
state of the economy.
The second part of the
report describes the
main problems of the
country and the
state of the economy.

2. The second part of the report

describes the main problems of the country and the state of the economy.

3. The third part of the report

describes the main problems of the country and the state of the economy.

